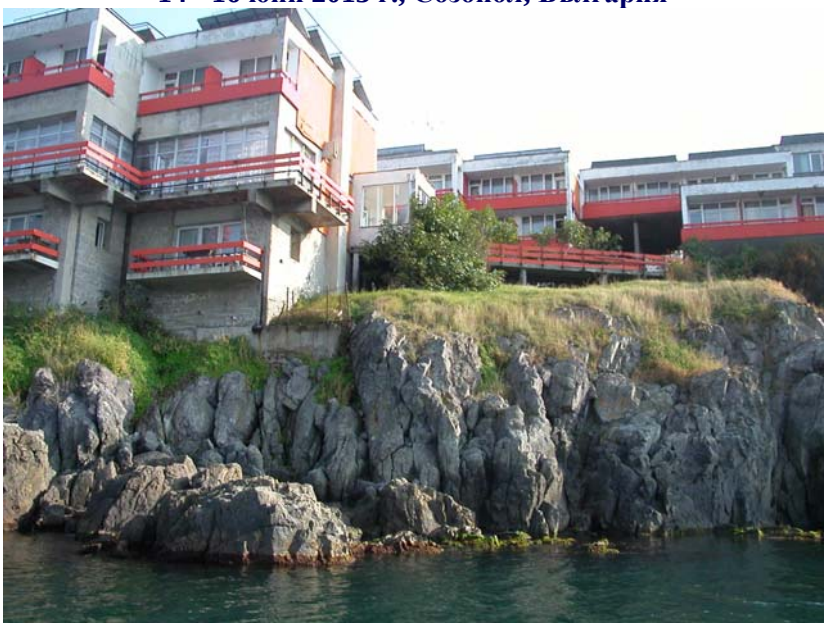
ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ

Том 63, книга 1, 2013

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2013, ФА
юбилей "50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИЗАЦИЯ НА ПРОМИШЛЕНОСТТА"
14 - 16 юни 2013 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 63, Issue 1, 2013

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2013, FA
Anniversary "50 YEARS EDUCATION IN INDUSTRIAL AUTOMATION"
June 14 - 16, 2013, Sozopol, Bulgaria

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор

проф. дтн Емил НИКОЛОВ

зам. главен редактор

проф. дтн Елена ШОЙКОВА

членове

проф. дтн Георги ПОПОВ
проф. дтн Иван КОРОБКО
проф. дфн Иван УЗУНОВ
проф. дтн Иван ЯЧЕВ
проф. дтн Кети ПЕЕВА
проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ
проф. д-р Бончо БОНЕВ
проф. д-р Евелина ПЕНЧЕВА
проф. д-р Иво МАЛАКОВ
проф. д-р Младен ВЕЛЕВ
проф. д-р Огнян НАКОВ

секретар-организатор

инж. Мария ДУХЛЕВА

EDITORIAL BOARD

Editor -in -Chief

Prof. D.Sc. Emil NIKOLOV

Editor -in -Vice -Chief

Prof. D.Sc. Elena SHOYKOVA

Editors

Prof. D.Sc. Georgi POPOV
Prof. D.Sc. Ivan KOROBKO
Prof. D.Sc. Ivan UZUNOV
Prof. D.Sc. Ivan YACHEV
Prof. D.Sc. Keti PEEVA
Prof. D.Sc. Gantcho BOJILOV
Prof. Ph.D. Boncho BONEV
Prof. Ph.D. Evelina PENCHEVA
Prof. Ph.D. Ivo MALAKOV
Prof. Ph.D. Mladen VELEV
Prof. Ph.D. Ognyan NAKOV

Organizing Secretary

Eng. Maria DUHLEVA

Технически университет-София
София 1000, бул."Кл. Охридски" 8
България http://tu-sofia.bg

Technical University of Sofia
Sofia, 1000, boul. Kliment Ohridski 8
Bulgaria http://tu-sofia.bg

© Технически Университет-София
© Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ
ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА

форум
„ДНИ НА НАУКАТА НА ТУ-СОФИЯ“ Созопол’2013

юбилей
“50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИЗАЦИЯ НА ПРОМИШЛЕНОСТТА“

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА’2013, ФА

Созопол 14.06. - 16.06.2013

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

		председател	
проф.	дтн, д.х.к.	**Емил**	**Николов**
		зам. председател	
проф.	д-р	**Тодор**	**Йонков**
		членове	
чл. кор. проф.	дтн	**Петко**	**Петков**
проф.	д-р	**Снежана**	**Йорданова**
проф.	д-р	**Валери**	**Младенов**
проф.	д-р	**Емил**	**Гарипов**
проф.	д-р	**Живко**	**Георгиев**
проф.	д-р	**Михо**	**Михов**
проф.	д-р	**Пламен**	**Цветков**
доц.	д-р	**Васил**	**Гълъбов**
доц.	д-р	**Снежана**	**Терзиева**

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

		председател	
доц.	д-р	**Александър**	**Ищев**
		зам. председател	
гл. ас.	д-р	**Антония**	**Панделова**
		членове	
доц.	д-р	**Симона**	**Филипова-Петракиева**
доц.	д-р	**Евтим**	**Йончев**
доц.	д-р	**Цоньо**	**Славов**
гл. ас.	д-р	**Станислав**	**Енев**

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

		координатор	
гл. ас.	д-р	**Антония**	**Панделова**
		системен администратор	
гл. ас.	д-р	**Георги**	**Ценов**
		организационен секретар	
маг.	инж.	**Мария**	**Духлева**

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA
FACULTY OF AUTOMATICS

Forum
„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol’2013

Anniversary
“50 YEARS EDUCATION IN INDUSTRIAL AUTOMATION“

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS’2013, FA

June 14 - 16, 2013, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

chair of PC

Prof.	DSc, Dh.C.	**Emil**	**Nikolov**

vice chair of PC

Prof.	PhD	**Todor**	**Yonkov**

members of PC

Corresponding Member of BAS	Prof.	DSc	**Petko**	**Petkov**
	Prof.	PhD	**Snejana**	**Yordanova**
	Prof.	PhD	**Valeri**	**Mladenov**
	Prof.	PhD	**Emil**	**Garipov**
	Prof.	PhD	**Jivko**	**Georgiev**
	Prof.	PhD	**Mikho**	**Mikhov**
	Prof.	PhD	**Plamen**	**Tzvetkov**
	Assoc. Prof.	PhD	**Vassil**	**Galabov**
	Assoc. Prof.	PhD	**Snejana**	**Terzieva**

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC

Assoc. Prof.	PhD	**Alexandar**	**Ichtev**

vice chair of OS

Assist. Prof.	PhD	**Antonia**	**Pandelova**

members of OC

Assoc. Prof.	PhD	**Simona**	**Filipova-Petrakieva**
Assoc. Prof.	PhD	**Evtim**	**Jonchev**
Assoc. Prof.	PhD	**Tsonio**	**Slavov**
Assist. Prof.	PhD	**Stanislav**	**Enev**

TECHNICAL COMMITTEE

coordinator

Assist. Prof.	PhD	**Antonia**	**Pandelova**

system administrator

Assist. Prof.	PhD	**Georgi**	**Tsenov**

organizing secretary

Mag.	Eng.	**Maria**	**Duhleva**

СЪДЪРЖАНИЕ том 63, книга 1

АВТОМАТИКА

1. Цоньо Славов, Любен Моллов, Йордан Кралев, Петко Петков. 15
μ-управление в реално време на аналогов модел с цифров сигнален контролер

2. Емил Николов. 25
Абсорбиращи филтри в системите за управление - I част

3. Емил Николов. 35
Абсорбиращи филтри в системите за управление - II част

4. Нина Г. Николова 45
Филтри в репетитивните системи за управление

5. Нина Г. Николова 53
Изследване на репетитивни системи за управление

6. Василка Стоилова 63
Модели на транспортния трафик в автомагистрали - част I

7. Василка Стоилова 71
Модели на транспортния трафик в автомагистрали - част II

8. Снежана Йорданова, Владимир Янков 79
Синтез и приложение на размит регулатор на две нива

9. Станислав Енев 89
Лабораторен стенд „обърнато махало с маховик" - описание и първи експерименти

10. Александър Маринчев, Васил Гълъбов 97
Конфигуриране на средства за управление на лабораторен стенд "обърнато махало"

11. Асен Тодоров, Алпер Мехмед 105
Особености при проектирането на дестилационна колона

12. Весела Карлова, Александър Маринчев 113
Управление на позиционираща система

13. Чавдар Дойчинов. 123
Електроенергийният сектор в условията на икономическа криза и рискове за участниците в борсовия електроенергиен пазар

14. Христина Галева. 133
Очаквани значими промени в света на системите за управление на бизнеса

15. Соня Николова. 141
Актуални проблеми и мотивация при използването на социални мрежи и мобилни устройства

16. Анелия Георгиева. 151
Генетични алгоритми за настройка на параметрите на размити регулатори

17. Емил Гарипов. 161
Претеглено многомоделно адаптивно управление чрез набор от дискретни регулатори по изхода на система

18. Димитър Юруков, Теофана Пулева. 171
Моделиране и управление на процесите в циментова пещ

19. Огняна Огнянова, Теофана Пулева, Елена Хараланова 181
Дискретен модален регулатор на скоростта и мощността на ветрогенератор

20. Цоньо Славов, Олимпия Роева 189
Многомоделно адаптивно управление в реално време на симулационен модел на полупериодичен ферметационен процес с PLC

21. Камен Перев. 199
Редуциране на реда на модела чрез правилна ортогонална декомпозиция

22. Андрей Йончев. 209
Робастно управление на модел на летателен апарат основано на ЛМН

23. Иван Евгениев, Веселин Георгиев. 217
Технически подходи и елементи на телемедицината

24. Гергана Йорданова, Александър Ищев 225
Откриване на неизправности в сервосистема с генериране на аналитични симптоми

25. Гергана Йорданова, Александър Ищев 235
Откриване на неизправности в сервосистема с използване на качествени показатели

26. Фани Томова, Коста Бошнаков, Атанас Атанасов. 245
Модул за подпомагане на вземането на решение при управление на състоянието на фурми за вдухване на въздух

27 Марияна Тодорова. 251
Приложение на блок-импулсните функции при идентификация на нелинейни системи

28. Деница Държанова. 259
Относно приложението на един косвен метод за измерване на индуктивности

29. Деница Държанова, Красимир Гълъбов 265
Практически аспекти при измерване на индуктивности и капацитети по един косвен метод

30. Юлия Заркова, Георги Милушев 273
Метод за устойчиво управление на горите и опазване на околната среда чрез създаване на система за превенция и ранно оповестяване на противопожарна защита

31. Албена Танева, Севил Ахмед, Михаил Петров 283
Извличане на данни при телекомуникационно управление с оборудване на Панасоник

32. Ненчо Делийски, Евгени Янков 291
Програмируем контролер за измерване на влагосъдържанието и температурата на дървесината

33. Ненчо Делийски 299
Моделиране и изследване на кпд на басейни за проваряване на дървесина при размразяването й

34. **Захари Каврошилов**. 307
Система за оптимално управление на съотношение „въздух-гориво”

35. **Иван Трендафилов**. 317
Прости подполупръстени на полупръстена от ендоморфизми ε_{KST}

36. **Иван Трендафилов**. 327
Полупръстени от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка от специален вид - част I

37. **Иван Кралов**. 337
Изследване на шума при движение на колоос по релсов път

38. **Владимир Лазаров**. 347
Баланс на мощностите в електрически генератори за вятърни централи

39. **Владимир Лазаров**, **Захари Зарков**, **Людмил Стоянов**,
Християн Кънчев, **Брюно Франсоа**. 357
Фотоволтаична система, свързана с мрежата и следене точката на максимална мощност

40. **Росица Величкова** 367
Двуфазна неизотермична струя изтичаща във високо температурна среда. Изследване на основата на метода на крайните разлики - част 1: Математически модел

41. **Росица Величкова** 377
Двуфазна неизотермична струя изтичаща във високо температурна среда. Изследване на основата на метода на крайните разлики - част.2: Числена реализация на модела

CONTENTS volume 63, Issue 1

AUTOMATICS

1. Tsonyo Slvov, Luben Mollov, Jordan Kralev, Petko Petkov. 15
Real Time μ - Control of Analogue Model by Digital Signal Controller

2. Emil Nikolov. 25
Fractional Absorptive Filters in the Control Systems - part I

3. Emil Nikolov. 35
Fractional Absorptive Filters in the Control Systems - part II

4. Nina G. Nikolova 45
Filters in Repetitive Control Systems

5. Nina G. Nikolova. 53
Investigation of Repetitive Control Systems

6. Vassilka Stoilova 63
Traffic Models -part I

7. Vassilka Stoilova 71
Traffic Models -part II

8. Snejana Yordanova, Vladimir Yankov. 79
Design and Implementation of Fuzzy Two-Level Control

9. Stanislav Enev. 89
Laboratory Inertia Wheel Pendulum Testbed - Description and First Experiments

10. Aleksandar Marinchev, Vassil Galabov. 97
Setup of Control Tools for Laboratory Bench "Inverted Pendulum"

11. Assen Todorov, Alper Mehmed. 105
Some Aspects in Distillation Column Design

12. Vessela Karlova-Sergieva, Alexander Marinchev. 113
Control Design of Positioning System

13. Chavdar Doychinov 223
Electricity Sector in Times of Economic Crisis and Risk for Participants in Electricity Market Exchange

14. Hristina Galeva. 133
Trends in the Area of Enterprise Resource Planning (ERP) Systems

15. Sonya Nikolova 141
Actual Problems and Motivation for Using Social Network and Mobile Device

16. Anelia Georgieva 151
Genetic Algorithms for Tuning of the Parameters of Fuzzy Controllers

17. Emil Garipov 161
Weighted Multiple Model Adaptive Control by a Bank of Discrete Controllers on System Output

18. Dimitar Yurukov, Teofana Puleva 171
Cement Dry Rotary Kiln Processes Modeling and Control

19. Ognyana Ognyanova, Teofana Puleva, Elena Haralanova 181
Discrete Modal Synthesis for Speed and Power Control in Wind Turbine

20. Tsonyo Slavov, Olympia Roeva 189
Real Time Multiple Model Adaptive Control of Fed-Batch Cultivation Process by PLC

21. Kamen Perev 199
Model Reduction by Proper Orthogonal Decomposition

22. Andrey Yonchev. 209
Robust LMI Based Control of an Aicraft System Model

23. Ivan Evgeniev, Vesselin Gueorguiev. 217
Technical Approaches in Telemedicine

24. Gergana Jordanova, Alexandar Ichtev 225
Fault Detection in Servosystem Based on an Analytical Symptom Generation

25. Gergana Jordanova, Alexandar Ichtev 235
Fault Detection in Servosystem Based on a Performance Indexes

26. Fani Tomova, Kosta Boshnakov, Atanas Atanasov. 245
Decision Support Module for Control of Tuyeres State for Air Injection

27. Mariana Todorova 251
Application of Block - Pulse Functions in the Identification of Nonlinear Systems

28. Denitsa Darzhanova. 259
One Indirect Method Application for Inductance Measurement

29. Denitsa Darzhanova, Krasimir Galabov. 265
Some Practical Aspects on Inductance and Capacitance Measurement Using One Indirect Method

30 Julia Zakova, George Milushev 273
Methods for Sustainable Forest Management and Conservation of the Environment Through a System of Prevention and Early Warning of Fire Protection

31. Albena Taneva, Sevil Ahmed, Michail Petrov. 283
Data Acquisition and Telecontrol with Panasonic Equipment

32. Nencho Deliiski, Evgeni Yankov. 291
Programmable Controller for Measuring the Wood Moisture Content and Temperature

33. Nencho Deliiski 299
Modeling and Studying of the Efficiency of Pools for Boiling of Wood Materials Aiming at Their Defrosting

34. Zachary Kavroshilov 307
Air-Fuel Ratio Control Systems

35. Ivan Trendafilov. 317
Simple Subsemirings of the Endomorphism Semiring $\mathcal{E}_{KST}$

36. Ivan Trendafilov. 327
Endomorphism Semirings with Zero of a Finite Semilattice of a Special Type - part I

37. Ivan Kralov. 337
An Investigation of the Noise Generated by Wheel-Rail Interaction

38. Vladimir Lazarov 347
Balance of the Power of Electric Generators for Wind Farms

39. Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François 357
Grid-Connected PV System with MPPT Control

40. Rositsa Velichkova 367
Two - Phase Non-Isothermal Jet Leakage in High Temperature Medium. Investigation Based on the Method of Finite Differences - part 1: Mathematical Model

41. Rositsa Velichkova. 377
Two-Phase Non-Isothermal Jet Leakage in High Temperature Medium. Investigation Based on the Method of Finite Differences - part 2: Numerical Simulation of Model

Author's Index - Volume 63, Issue 1

	author	page
1	Albena Taneva	283
2	Aleksandar Marinchev	97
3	Alexandar Ichtev	225, 235
4	Alexander Marinchev	113
5	Alper Mehmed	105
6	Andrey Yonchev	209
7	Anelia Georgieva	151
8	Assen Todorov	105
9	Atanas Atanasov	245
10	Bruno François	357
11	Chavdar Doychinov	223
12	Denitsa Darzhanova	258, 265
13	Dimitar Yurukov	171
14	Elena Haralanova	181
15	Emil Garipov	161
16	Emil Nikolov	25, 35
17	Evgeni Yankov	291
18	Fani Tomova	245
19	George Milushev	273
20	Gergana Jordanova	225, 235
21	Hristina Galeva	133
22	Hristiyan Kanchev	357
23	Ivan Evgeniev	217
24	Ivan Kralov	337
25	Ivan Trendafilov	317, 327
26	Jordan Kralev	15
27	Julia Zakova	273
28	Kamen Perev	199
29	Kosta Boshnakov	245
30	Krasimir Galabov	265
31	Luben Mollov	15
32	Ludmil Stoyanov	357
33	Mariana Todorova	251
34	Michail Petrov	283
35	Nencho Deliiski	291, 299
36	Nina G. Nikolova	45, 53
37	Ognyana Ognyanova	181
38	Olympia Roeva	189
39	Petko Petkov	15
40	Rositsa Velichkova	367, 377
41	Sevil Ahmed	283
42	Snejana Yordanova	79
43	Sonya Nikolova	141
44	Stanislav Enev	89

Author's Index - Volume 63, Issue 1

	author	page		author	page
45	Teofana Puleva	171, 181	50	Vesselin Gueorguiev	217
46	Tsonyo Slavov	189, 15	51	Vladimir Lazarov	38, 39
47	Vassil Galabov	97	52	Vladimir Yankov	79
48	Vassilka Stoilova	63, 71	53	Zachary Kavroshilov	307
49	Vessela Karlova-Sergieva	113	54	Zahari Zarkov	357

Volume 63 Issue 1

pages	articles	authors
386	41	54

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

μ-УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА АНАЛОГОВ МОДЕЛ С ЦИФРОВ СИГНАЛЕН КОНТРОЛЕР

Цоньо Славов, Любен Моллов, Йордан Кралев, Петко Петков

Резюме: *В доклада е представена разработената лабораторна система за управление в реално време на двумерен аналогов модел от 4-ти ред. Системата се състои от развойна платка eZdspTMF2833 с вграден цифров сигнален контролер TMS320F28335, цифрово аналогов преобразувател, делител на напрежение и примерен аналогов обект. Синтезираният дискретен μ регулатор от 16 ред е вграден в цифровия сигнален контролер. Регулаторът осигурява робастно качество и робастна устойчивост при неопределеност в два от параметрите на обекта. Извършен е анализ на системата в честотната област. Показани са резултати от симулация и експеримент със системата за управление. Близостта между тях показва работоспособността на разработената система.*

Ключови думи: *μ регулатор, цифров сигнален контролер, управление в реално време*

REAL TIME μ CONTROL OF ANALOGUE MODEL BY DIGITAL SIGNAL CONTROLLER

Tsonyo Slvov, Luben Mollov, Jordan Kralev, Petko Petkov

Abstract: *A laboratory system for real-time μ control of multivariable analogue 4th order two input/two output plant is presented. The system consists of Spectrum Digital eZdspTMF28335 development kit with built in Texas Instrument TMS320F28335 Digital Signal Processor, digital to analogue signal converter, voltage divider, and a test analogue plant. A 16th order discrete-time μ-controller with sampling frequency of 100 Hz is implemented by using a DSP. The μ-controller designed ensures robust performance of the closed-loop system in presence of parametric uncertainty in two plant parameters. Experimental and simulation results are presented which confirm that the control system achieves the prescribed performance.*

Keywords: *μ controller, digital signal controller, real time control*

1. Увод

Управлението в условия на неопределеност е акцент в съвременната теория на автоматичното управление. Основен подход за управление при неопределеност е робастният. Най-често използваните методи за синтез на робастни регулатори

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

са H_∞ синтеза и μ синтеза [1]. Обикновено H_∞ управляващите устройства се предпочитат пред μ управляващите устройства поради по-ниския си ред. Съществен недостатък на H_∞ синтеза е, че не се гарантира робастно качество и робастна устойчивост в случай на структурирана и неструктурирана неопределеност. От друга страна μ синтезът [2] осигурява робастно качество и робастна устойчивост при наличие на външни смущения, шумове и различни типове неопределеност. Основният недостатък на μ регулатора е неговия висок ред. С развитието и достъпността на микропроцесорната техника в последните години се оказва, че високият ред на μ регулатора вече не представлява съществен проблем.

За разлика от теорията развитието на практическото приложение на робастните закони за управление е все още в началото си. В литературата има докладвани приложения на робастни регулатори главно за управление на летателни апарати [3,4]. Основният проблем при реализацията на робастното управление е създаването, верифицирането и тестването на софтуера за реално време. Един от начините за преодоляване на този проблем е използването на автоматичното генериране на код в средата на *MATLAB*®/*Simulink*® и вграждането му в подходяща хардуерна платформа[5].

В работата е представена разработената лабораторна система за μ- управление в реално време на многомерен аналогов обект от четвърти ред с два входа и два изхода. Системата се състои от развойна платка Spectrum Digital eZdsp™F28335, в която е вграден цифров сигнален контролер (ЦСК) Texas Instruments TMS320F28335, делител на напрежение, цифрово аналогов преобразувател и тестов аналогов обект, моделиран върху аналогова система. В средата на *MATLAB*®/*Simulink*® е разработен специализиран софтуер за генериране на код за вграждане в ЦСК. Синтезиран е и е реализиран μ регулатор от 16 ред. Показани са резултати от анализа на системата в честотната област. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата при променливо задание.

2. Синтез на μ регулатор за управление на аналоговия модел

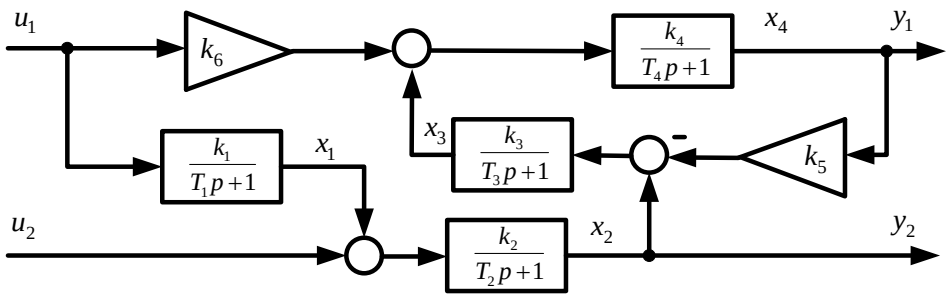
Структурната схема на обекта за управление е показана на фиг.1. След въвеждане на вектора на състоянието

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T,$$

за описанието на обекта се получава

$$\left| \begin{array}{l} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{array} \right., \qquad (1)$$

където



Фиг.1 Структурна схема на обекта на управление

$$A=\begin{vmatrix} -\frac{1}{T_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_2}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_3}{T_3} & -\frac{1}{T_3} & -\frac{k_5 k_3}{T_3} \\ 0 & 0 & \frac{k_4}{T_4} & -\frac{1}{T_4} \end{vmatrix}, B=\begin{vmatrix} \frac{k_1}{T_1} & 0 \\ 0 & \frac{k_2}{T_2} \\ 0 & 0 \\ \frac{k_4 k_6}{T_4} & 0 \end{vmatrix}, C=\begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}, D=0_{2\times 2},$$

$k_1, k_2, ..., k_6$ са коефициенти на пропорционалност, $T_1, T_2, ..., T_4$ са времеконстанти, $u(t)=|u_1(t) \quad u_2(t)|^T$ е вектор с входните сигнали, $y(t)=|y_1(t) \quad y_2(t)|^T$ е вектор с изходните сигнали. Параметрите на аналоговия обект са оценени чрез параметрична идентификация в схема с настройваем модел. Показателят за близост между модела и обекта е

$$I_e=\int_0^t (y_o(t)-y(t))^T (y_o(t)-y(t))dt, \tag{2}$$

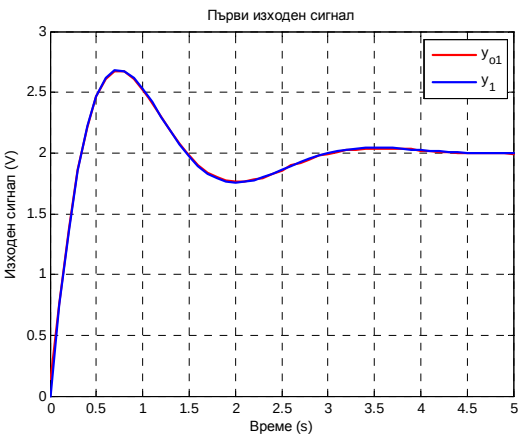
където $y_O(t)=\left[y_{O_1}(t) \quad y_{O_2}(t)\right]^T$ са изходите на аналоговия обект. Сигналите $y_{O_1}(t)$ и $y_{O_2}(t)$ са измерени за време 10 s при такт на измерване 100 ms и входен сигнал $1V$ за двата входа на аналоговия модел. След оптимизацията стойността на показателя (2) е

$$I_e=6.36\times 10^{-4}.$$

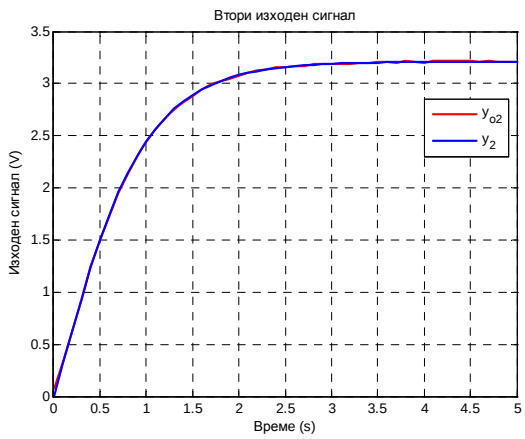
На фиг.2 и на фиг.3 са показани изходните сигнали на аналоговия обект и на получения модел, а в Таблица 1 са дадени получените параметри. От фигурите се вижда отличното съвпадение между измерените сигнали и изходните сигнали на модела.

Таблица 1. Параметри на аналоговия обект

Параметър	Стойност	Параметър	Стойност
k_1	1.0463	k_6	1.8970
k_2	1.5689	T_1	0.3308
k_3	0.4213	T_2	0.5291
k_4	3.0000	T_3	1.1142
k_5	3.0558	T_4	0.7063

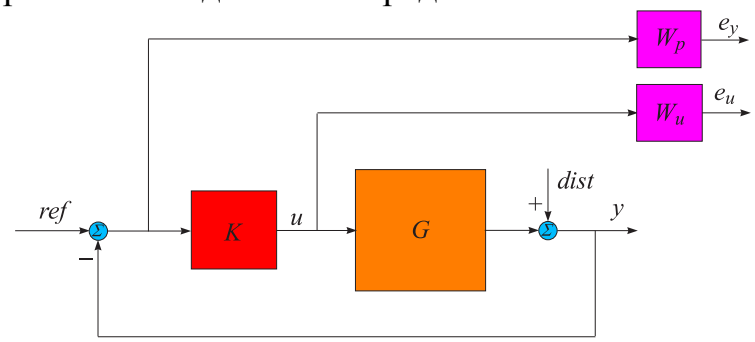


Фиг.2. Първи изходен сигнал



Фиг.3. Втори изходен сигнал

По-нататък се приема, че параметрите на обекта, показани в Табл.1 са номинални и че коефициентът k_1 и времеконстантата T_4 могат да се изменят около номиналните си стойности с 25% и с 40 % съответно. За осигуряване на робастната устойчивост и робастното качество на затворената система при тази структурирана неопределеност и за добро потискане на шумовете и смущенията се синтезира μ регулатор. Блок-схемата на затворената система с предавателните матрици на филтрите и на модела с неопределеност е показана на фиг.4.



Фиг.4. Блокова схема на затворената система с тегловните матрици

Затворената система се описва с уравненията

$$\begin{aligned} y &= T_o r + S_o d \\ u &= S_i K (r - d) \end{aligned}, \tag{3}$$

където r е заданието, d е смущението, G е предавателната матрица на обекта с неопределеността, K е предавателната матрица на регулатора, $S_i = (I + KG)^{-1}$ е предавателната матрица на входната чувствителност, $S_o = (I + GK)^{-1}$ е предавателната матрица на изходната чувствителност и $T_o = (I + GK)^{-1} GK$ е предавателната матрица на допълнителната изходна чувствителност. За претеглените изходи e_{y_1} и e_{y_2} се получава

$$\begin{bmatrix} e_y \\ e_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p S_o & -W_p S_o \\ W_u S_i K & -W_u S_i K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix}, \tag{4}$$

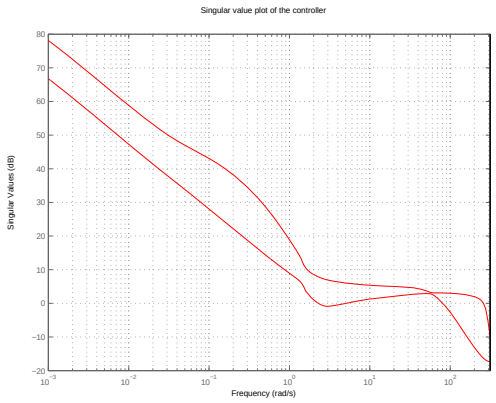
където W_p е предавателната матрица на филтъра, с който се задават изискванията за качество и W_u е предавателната матрица на филтъра, с който се задават изискванията за управляващия сигнал. За осигуряване на качество на затворе-

ната система е необходимо предавателната матрица в (4) да е малка в смисъл на $\|\cdot\|_\infty$ за всички допустими неопределености. Предавателните матрици на филтрите са избрани

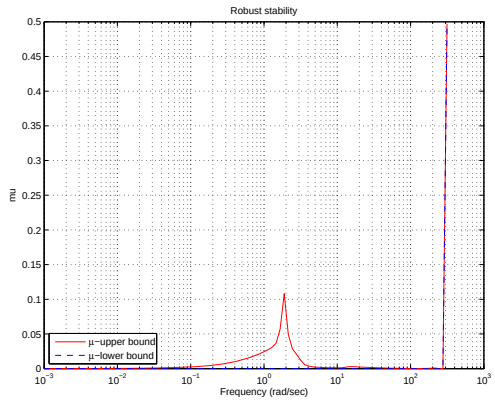
$$W_p = \begin{bmatrix} 0.92\dfrac{0.15s+1}{0.24s+10^{-4}} & 0 \\ 0 & 0.92\dfrac{0.18s+1}{0.30s+10^{-4}} \end{bmatrix}, \; W_u = \begin{bmatrix} 0.02\dfrac{0.005s+1}{0.001s+1} & 0 \\ 0 & 0.02\dfrac{0.005s+1}{0.001s+1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Предавателната матрица W_p е избрана като нискочестотен филтър за да се потисне грешката $r-y$, а предавателната матрица W_u е избрана като високочестотен филтър за да се потисне високочестотния спектър на управлението [6].

За целите на синтеза на дискретен μ регулатор с такт на дискретизация $T_0 = 0.01s$, предавателната матрица на отворената система, включваща обекта и филтрите се дискретизира при такт $T_0 = 0.01s$. Синтезиран е дискретен μ регулатор с функцията *dksyn* от *Robust Control Toolbox*®. След четири итерации максималната стойност на μ е 1.000, а полученият регулатор е от 16 ред. На фиг. 5 са показани сингулярните числа на регулатора. Вижда се, че коефициентът на усилване на регулатора в ниските честоти е значителен, с което се потискат нискочестотните смущение и се осигурява точно следене на заданието. На фиг.6 е показано структурното сингулярно число за случая на анализ на робастната устойчивост. Вижда се, че затворената система е робастно устойчива. Устойчивостта ще се запази и за два пъти по-големи от моделираните неопределености.



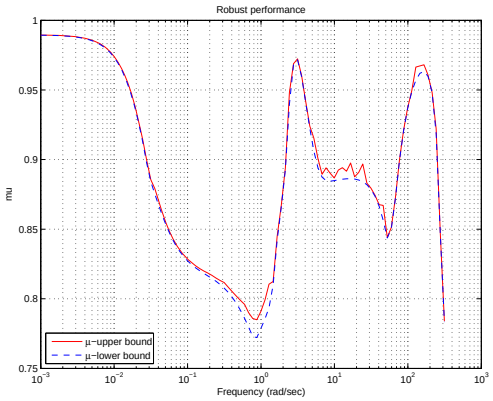
Фиг.5. Сингулярни числа на регулатора



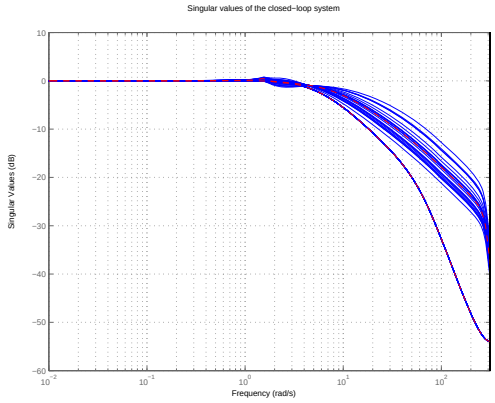
Фиг.6. μ за анализ на робастната устойчивост

На фиг.7 показано структурното сингулярно число за случая на анализ на робастното качество. Вижда се, че затворената система ще има робастно качество за всички допустими неопределености. Сингулярните числа на функцията на изходната допълнителната чувствителност, представени на фиг.8, показват че затворената система ще следи точно задания с честота до $5rad/s$.

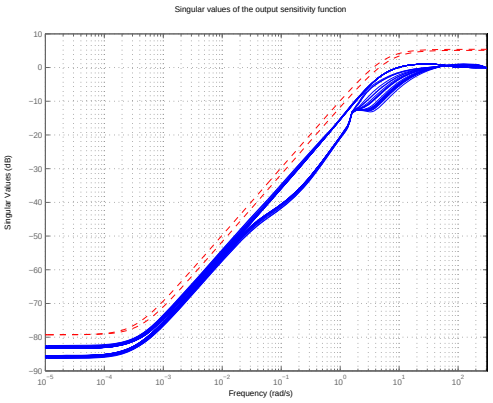
На фиг.9 са показани сингулярните числа на изходната чувствителност и тези на обратната предавателна матрица на филтъра за качество. На фиг.10 са показани сингулярните числа на предавателната матрица по канала задание управление и тези на обратната предавателна матрица на филтъра на управлението.



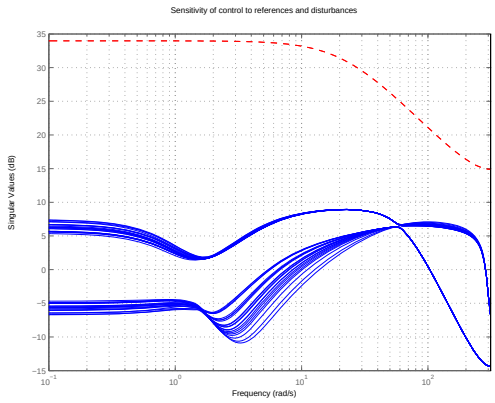
Фиг.7. μ-число за анализ на робастното качество



Фиг.8. Сингулярни числа на изходната допълнителна чувствителност



Фиг. 9 Сингулярни числа на функцията на изходната чувствителност



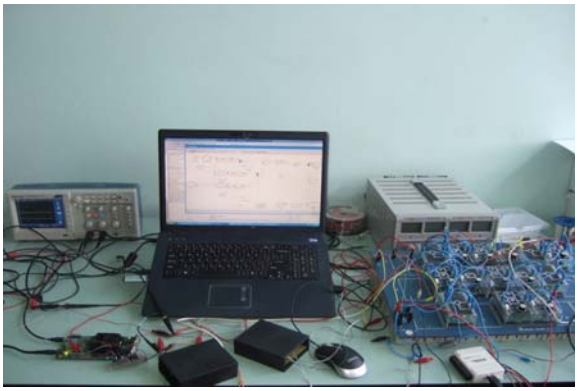
Фиг. 10 Сингулярни числа на предавателната матрица по канала задание-управление

Вижда се, че системата за управление ще намалява нискочестотните изходни смущения повече от 1000 пъти. Високите честоти в управлението ще се намаляват съгласно зададените чрез W_u^{-1} изисквания.

3. Реализация на регулатора

Разработената лабораторна система е показана на фиг.11. Многомерният обект (1) е моделиран върху аналогова моделираща система. Тя представлява шина, върху която се закачат независимо работещи функционални блокове за реализиране на типови динамични линейни и нелинейни операции. Системата се захранва от източник на напрежение $\pm 15V$ и може да осъществява линейни преобразования в интервала $\pm 10V$. Блоковата схема на системата за управление с ЦСК е показана на фиг.12. Блокът „Цифров сигнален контролер” представлява развойна платка *eZdspTMF2833* с вграден ЦСК *TMS320F28335* [7], който осъществява аритметика с плаваща запетая с единична точност (*32-bit*). Той работи с тактова честота 150 Mhz. Има 68Kbytes RAM памет (на самия чип), 256Kbytes SRAM памет, 512Kbytes FLASH памет (на самия чип) и 12-битов аналогово-цифров преобразувател (АЦП) с 16 входни канала. Блокът „Делител на напрежение” представлява специално разработена двуканална платка, която преобразува линейно двата входни аналогови сигнала с диапазони $-5 \div 5V$ в два аналогови изходни сигнала с диапазони $0 \div 3V$. Блокът „ЦАП” представлява четири

канален 16 *bit* цифрово аналогов преобразувател *DAC8734EVM* на *Texas Instruments.* Той комуникира с ЦСК със стандартен високоскоростен сериен периферен интерфейс (*SPI*). Блокът „NIDAQ-6009” представлява специализиран модул за събиране на данни NIDAQ- 6009 на National Instruments. Посредством разработения специализиран софтуер се осигурява потребителски интерфейс и обмен на данни в реално време със стандартен PC.

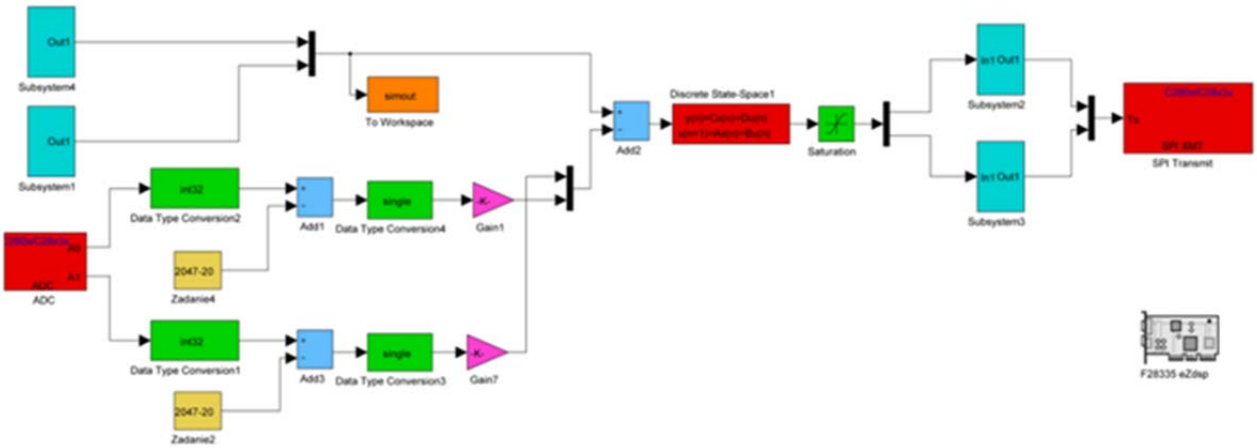


Фиг.11. Лабораторна система за управление на аналогов обект с ЦСК

Фиг.12. Блокова схема на разработената система за управление с ЦСК

Алгоритъмът за управление се вгражда в ЦСК и работи с честота 100 Hz. Необходимият софтуер за разработване, генериране и вграждане на кода включва *MATLAB®v.7.11.0.584(R2010b), Simulink®v.7.6, Simulink Coder®v.7.6, Embedded Coder®v.5.6, Microsoft Visual C++ v. 8.0* and *Code Composer Studio (CCS) v.3.3.* За разработката и вграждането на алгоритъма е използвана технологията за автоматично генериране на код със *Simulink Coder®*. Основното предимство на тази технология е сравнително лесната реализация на сложни алгоритми за управление и значителното скъсяване на времето за разработка, тестване и верификация на софтуера в реалното управляващо устройство.

Схемата за генериране и вграждане на кода е показана на фиг.13. Някои от използваните блокове са взети от специализираната библиотека Texas Instruments C2000 и са подробно описани в [8].



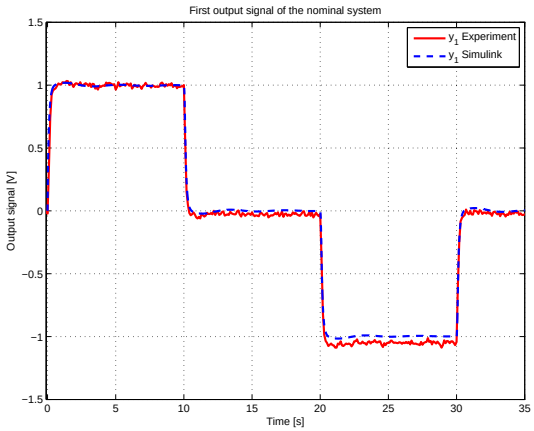
Фиг.13. Схема за генериране на код за ЦСК

4. Експериментални резултати

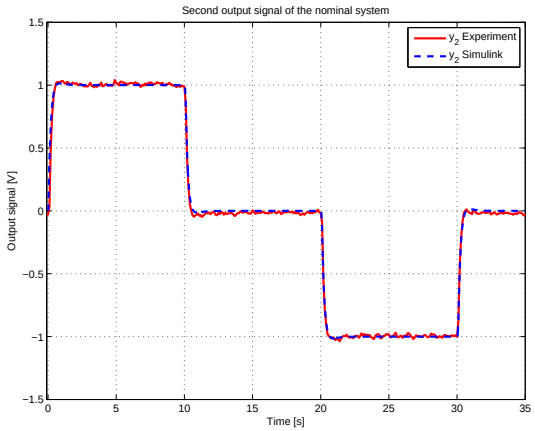
Работоспособността и качеството на разработената система за μ управление на аналогов модел с ЦСК са проверени с експериментални изследвания. Проведени са експерименти при променливо задание за номиналния обект и за различни комбинации от стойностите на неопределените параметри. Показани са експериментални и симулационни резултати.

Експеримент с номиналния обект

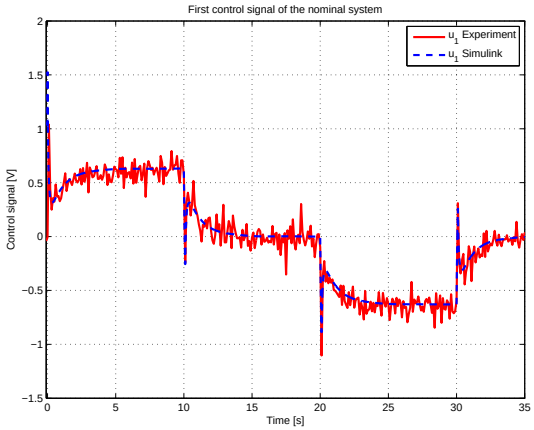
В експеримента с номиналния обект е използвано задание, което на всеки 10s се променя на нивата $-1V$, $0V$ и $1V$. На фиг.14-фиг.17 са показани изходните и управляващите сигнали на системата за управление от експеримента (с непрекъсната линия) и от симулацията. От фигурите с изходните сигнали се вижда отличното съвпадение между експерименталните и симулационните резултати. В управляващите сигнали от експеримента се наблюдават колебания с максимална амплитуда $0.2V$. Те се дължат на усилването на шумовете от управляващото устройство. Този резултат е в съответствие честотните характеристики, показани на фиг.10.



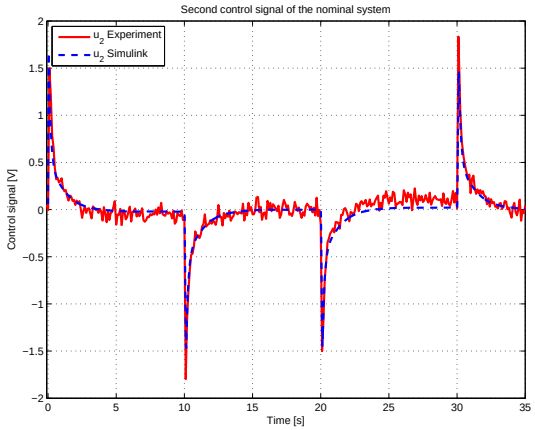
Фиг.14. Първи изходен сигнал



Фиг.15. Втори изходен сигнал



Фиг.16. Първи управляващ сигнал



Фиг.17. Втори управляващ сигнал

Експеримент за различни стойности на неопределените параметри

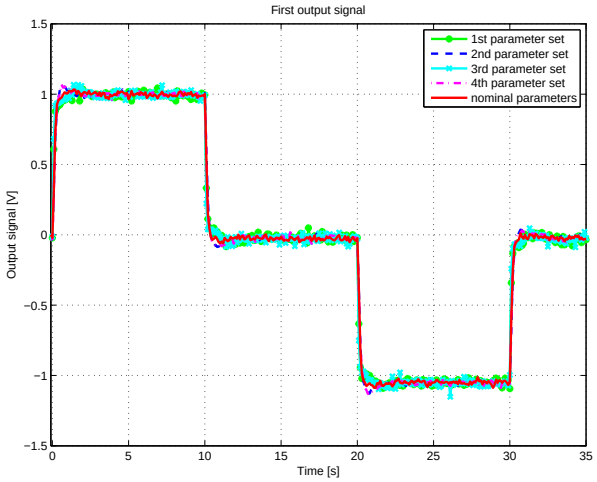
За изследване на влиянието на неопределеността в параметрите на обекта върху поведението на затворената система са извършени четири експеримента при граничните стойности на неопределените параметри. Стойностите на парамет-

рите са показани в Таблица 2. С цел да се изследва отклонението на изходните и управляващите сигнали от номиналните им стойности, в резултатите са включени и процесите за номиналния обект.

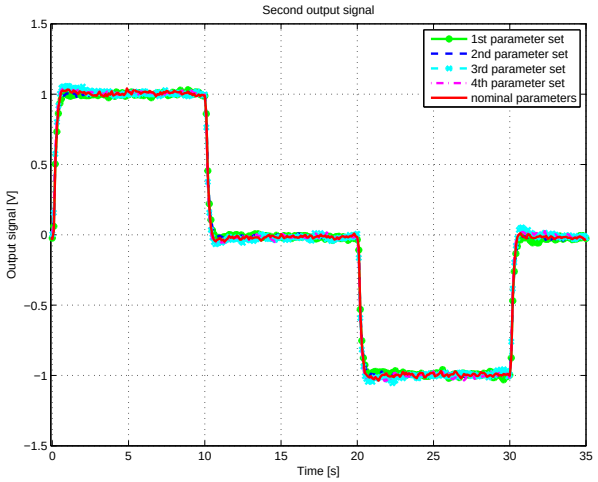
Таблица 2 Стойности на неопределените параметри на обекта

Набор параметри	k_1	T_4	Набор параметри	k_1	T_4
1	0.75	0.35	4	1.25	1.05
2	0.75	1.05	номинални	1.0463	0.7063
3	1.25	0.35			

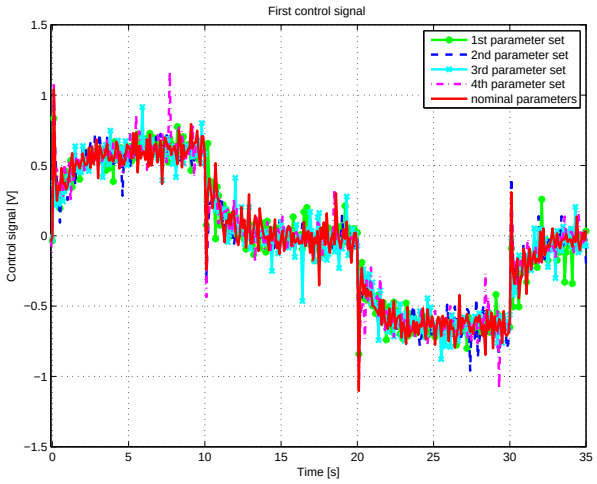
На фиг.18 и фиг.19 са показани изходните сигнали на системите за управление за петте набора параметри. Вижда се, че отклонението на изходните сигнали от номиналните такива е малко. Това се дължи на постигнатото робастно качество на затворената система. Отклонението в управляващите сигнали, показани на фиг.20 и на фиг.21 се дължи на разликата в коефициента на усилване на обекта за различните експерименти. Колебанията в тези сигнали отново могат да се обяснят с усилването в регулатора, което може да се види на фиг.10.



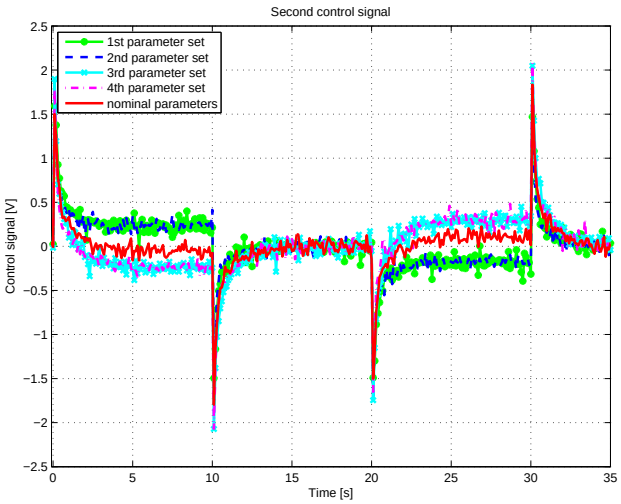
Фиг.18. Първи изходен сигнал



Фиг.19. Втори изходен сигнал



Фиг.20. Първи управляващ сигнал



Фиг.21. Втори управляващ сигнал

5. Заключение

В статията е представена разработената система за μ управление в реално време на многомерен аналогов обект от четвърти ред с два входа и два изхода Управляващият алгоритъм се реализира върху развойна платка Spectrum Digital eZdsp^{TM}F28335, в която е вграден ЦСК Texas Instruments TMS320F28335. Разработен е специализиран софтуер, с помощта на който се генерира код за вграждане в ЦСК. Използването на тази нова технология за разработка на софтуер улеснява реализирането на сложни алгоритми за управление на многомерни обекти. Синтезиран е и е реализиран μ регулатор от 16-ти ред, който гарантира робастна устойчивост и робастно качество на затворената система за всички допустими неопределености. Експерименталните резултати потвърждават качеството на затворената система при вариация на неопределените параметри в допустимите граници.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази работа са извършени по проект ДДВУ02/80, финансиран от НФНИ на МОН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Skogestad,S., I. Postlethwaite, ***Multivariable Feedback Control***, 2nd ed., John Wiley and Sons Ltd, Chichester, UK, 2005.

[2] Zhou, K., Doyle, J., K. Glover, ***Robust and Optimal Control***, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.

[3] La Civita, M., Papageorgiou, G., Messner, W., T. Kanade, ***Design and flight testing of a high-bandwidth H1 loop shaping controller for a robotic helicopter,*** Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 29(2), 2006, 485-494.

[4] Wang X, X. Zhao, ***A practical survey on theflight control system on small-scale unmanned helicopter***, In: Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA 2008), Chongqing, China, 2008, 364-369

[5] The MathWorks, Inc. ***Simulink Coder®***. Natick, MA, 2013. Available from: http://www.mathworks.com/products/datasheets/pdf/simulink-coder.pdf [Accessed 15 March 2013].

[6] Gu, D.-W., Petkov, P., M. Konstantinov, ***Robust Control Design with MATLAB®***, Springer-Verlag, London, 2005

[7] Spectrum Digital, Inc. eZdspTMF28335 ***Technical Reference***, 2007.

[8] Slavov, T.,Mollov, L., P. Petkov, ***Real-time quadratic control using Digital Signal Processor***, TWMS Journal of Pure and Applied Mathematics, 3(2), 2012, 145-157

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; Любен Моллов, ас. маг. инж. - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; Йордан Кралев, докт. маг. инж. - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; Петко Петков, чл. кор. проф. дтн - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София.

Постъпила на 29.04.2013 **Рецензент:** проф. д-р Е. Гарипов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

АБСОРБИРАЩИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - I част

Емил Николов

Резюме: *В работата се предлага нов клас абсорбиращи филтри от дробен, непълен ред за системи с поглъщане на смущенията. Предложена е систематизация на типови филтри от този клас. Те използват рационални апроксимации на оператори от обобщеното дробно смятане. В работата са разгледани възможностите за абсорбиране на смущенията с такива филтри от пълен и от дробен ред. Показани са резултати от сравнителен анализ на техните честотни и времеви характеристики.*
Ключови думи: *абсорбиращи филтри от пълен ред, абсорбиращи филтри от непълен, дробен ред; анализ на честотни и времеви характеристики на абсорбиращи филтри от пълен и от непълен, дробен ред.*

FRACTIONAL ABSORPTIVE FILTERS IN THE CONTROL SYSTEMS - part I

Emil Nikolov

Abstract: *Essentially new class of fractional absorptive filters for control systems absorbing disturbances is proposed in the work. It is proposed a classification of the filter types in this class. They use rational approximations of operators of the generalized fractional calculus. The paper outlines the possibilities for absorption the disturbances with filters of integer and fractional order. The results from the comparative analysis of their frequency and temporal characteristics are given below.*
Keywords: *absorptive filters of integer order, absorptive filters of fractional order; analysis of frequency and temporal characteristics of the absorptive filters of integer and the fractional order.*

1. Въведение

Известни са [1-23] системите за управление с поглъщане на смущенията. Идеята за разработването им е на ***C. D. Johnson*** [1÷18]. Тяхната структура се отличава от класическата, традиционната (фиг.1.a) по това, че последователно на управляващия алгоритъм $\mathcal{R}$ е включен динамичен абсорбиращ филтър (абсорбер) A, поглъщащ влиянието на v. Системите от този клас са два типа. Първият са системите с пълно поглъщане на влиянието на обобщеното смущение v (1) и върху състоянието x на системата, и върху регулируемата променлива y. Вторият тип са системите (фиг.1.b) с частично поглъщане на влиянието на смущението v само върху регулируемата променлива y, но не и върху x. Принципът на функциониране и

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

методът им синтез подробно са разгледани в [1÷18,19÷23]. Известни са и типовите решения [23] за динамиката на абсорбери A (14), които са функция на параметри от фрагменти в записани трендове на разсъгласуването ε на вече действащи в експлоатационни индустриални условия системи (фиг.1.a) за управление без участието на абсорбер в структурата им. Типовите абсорбери са филтри, реализиращи процедурата нехомогенно интегриране от пълен ред, частично "поглъщащи" влиянието на смущението v върху y. Представени са с полинома A (2), аналитично описващ подходящия абсорбер, където Q е полином, определен аналитично от реално-записания тренд на разсъгласуването ε на действащата система [15,20]. Типови решения за A са показани в Табл.1. Динамика им е обобщена с (14). По същество абсорберите в класическата теория на системите, „поглъщащи" смущенията, се основават на операторите за интегриране от пълен ред. Те са интегратори (рационални астатични, нехомогенни динамични системи) от пълен първи, втори, трети или четвърти ред, или на техни полиномиални комбинации от съответен ред.

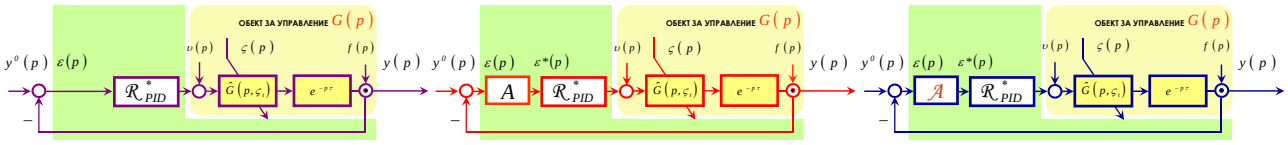
2. Цел и задачи на разработката

Целта на настоящата разработка е да: анализира характеристиките на типови абсорбери A_i за частично поглъщане на влиянието върху регулируемата величина в системи за управление (фиг.1.b) на обобщеното (външни и вътрешни репараметризиращи и реструктуриращи) смущение v; предложи нов клас абсорбери $\mathcal{A}_r$ от непълен, дробен, ред с еквивалентни и широки възможности в същото функционално направление на A_i (фиг.1.c); сравни характеристиките на динамичните абсорбери от двата класа A_i и $\mathcal{A}_r$, основаващи се на оператори за нехомогенно интегриране от пълен и от дробен ред и на техни полиномиални комбинации от по-висок ред. Поставените в изпълнение на целта задачи са да бъдат: моделирани и анализирани характеристиките на абсорберите от пълен ред A_i; предложен, моделиран и анализиран нов клас фрактални абсорбери $\mathcal{A}$, основаващи се на теорията на дробното смятане; изследвани сравнително характеристиките на A_i и на $\mathcal{A}_r$. Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Настоящата е първата и обхваща моделирането и анализа на времевите и на честотните характеристики на абсорберите от пълен ред A_i, както и предложението за нов клас фрактални абсорбери $\mathcal{A}_r$, основаващи се на теорията на дробното смятане с използването на оператори за интегриране от непълен ред. Във втората част са изследвани характеристиките на абсорберите от непълен $\mathcal{A}_r$, показани са резултати от сравнителния анализ на абсорберите от пълен A_i и от непълен ред $\mathcal{A}_r$, заключение и библиография.

3. Абсорбиращи филтри от пълен ред, анализ

Типовите абсорбери [23] от пълен ред A_i (3)÷(13), систематизирани в Табл.1, са моделирани като рационални астатични, нехомогенни динамични системи (14) параметрично във функция от стойността на параметрите T_i. Техните честотни $A_i(j\omega, T_i)$ характеристики и преходни $\varepsilon_i^*(t, T_i)$ функции са визуализирани паралелно

в съответстващо-показателни комбинации както следва на фиг.2 ÷ фиг.7. От тези визуализации е очевидно, че: ●абсорберите A_i (3) ÷ (13) са съществено различаващи се по своите честотни характеристики, като това е най-силно видимо в ***Nyquist***-пространството; ●системите за управление с поглъщане (фиг.1.b) с помощта на A_i (3) ÷ (13) в структурата им, осъществяват абсорбирането на υ (1) върху y ефективно върху осите $Im(\omega)$ и $Re(\omega)$ на ***Nyquist***-координатната система и върху пространството на отделни нейни квадранти с осезаема параметрична чувствителност към стойностите на T_i (14); ●преходните функции $\varepsilon_i^*(t, T_i)$ за всички типови абсорбери A_i (3) ÷ (13) са с еднотипен характер на рационални интегратори от висок ред, всяка от които е с приблизително нулева параметрична чувствителност към стойностите на T_i.



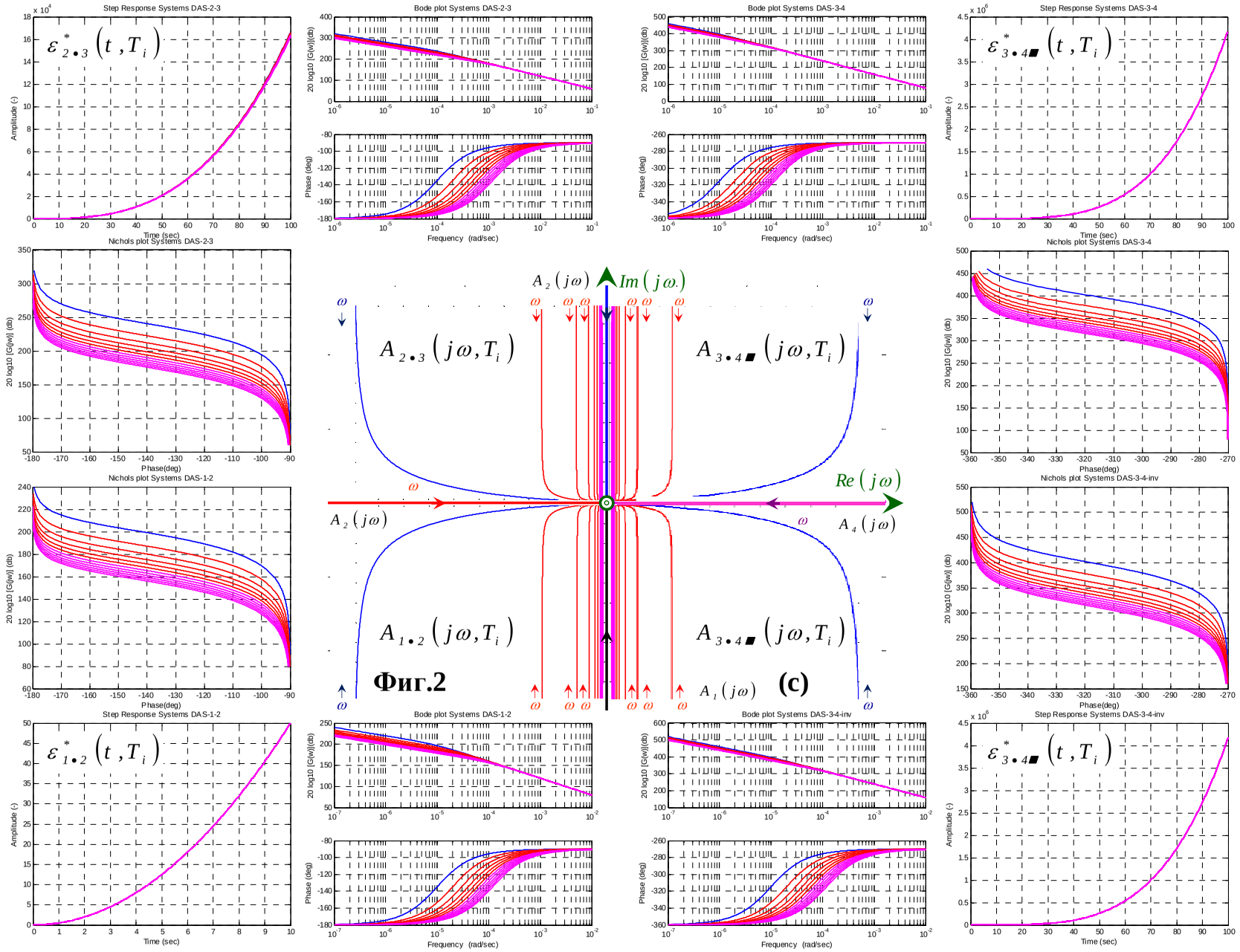
Фиг.1.a **Фиг.1.b** **Фиг.1.c**

Табл. 1

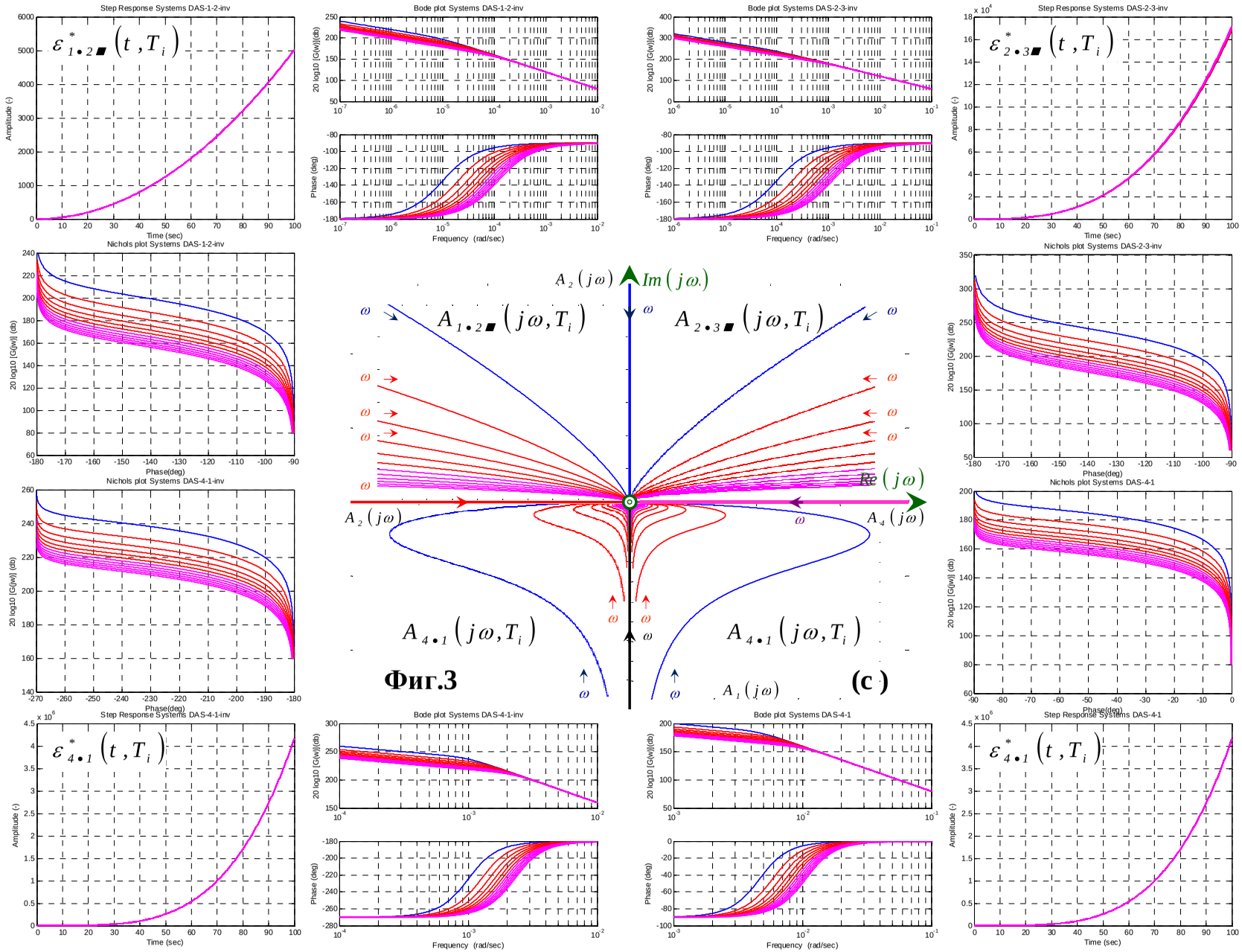
$v = [\upsilon \;\; \varsigma \;\; .... \;\; f\;]^T$	(1)	$A(p) = [Q(p)]^{-1} = \varepsilon^*(p)/\varepsilon(p)$	(2)
$A_1(p) = (T_1 p)^{-1}$ (3);	$A_2(p) = (T_2 p^2)^{-1}$	(4); $A_3(p) = (T_3 p^3)^{-1}$ (5);	$A_4(p) = (T_4 p^4)^{-1}$ (6)
$A_{1\bullet 2}(p) = ((T_2 p^2) \pm (T_1 p))^{-1}$	(7);	$A_{2\bullet 3}(p) = ((T_3 p^3) \pm (T_2 p^2))^{-1}$	(8)
$A_{3\bullet 4}(p) = ((T_4 p^4) \pm (T_3 p^3))^{-1}$	(9);	$A_{4\bullet 1}(p) = ((T_4 p^4) \pm (T_1 p^1))^{-1}$	(10)
$A_{1\bullet 2\bullet 3}(p) = ((T_3 p^3) + (T_2 p^2) + (T_1 p))^{-1}$	(11);	$A_{2\bullet 3\bullet 4}(p) = ((T_4 p^4) + (T_3 p^3) + (T_2 p^2))^{-1}$	(12)
$A_{1\bullet 2\bullet 3\bullet 4}(p) = ((T_4 p^4) + (T_3 p^3) + (T_2 p^2) + (T_1 p))^{-1}$			(13)
$A_i(p) = \left(\sum_{i=1}^{M} (T_i p^i) \right)^{-1}$			(14)

4. Фрактални абсорбиращи филтри и рационални апроксимации

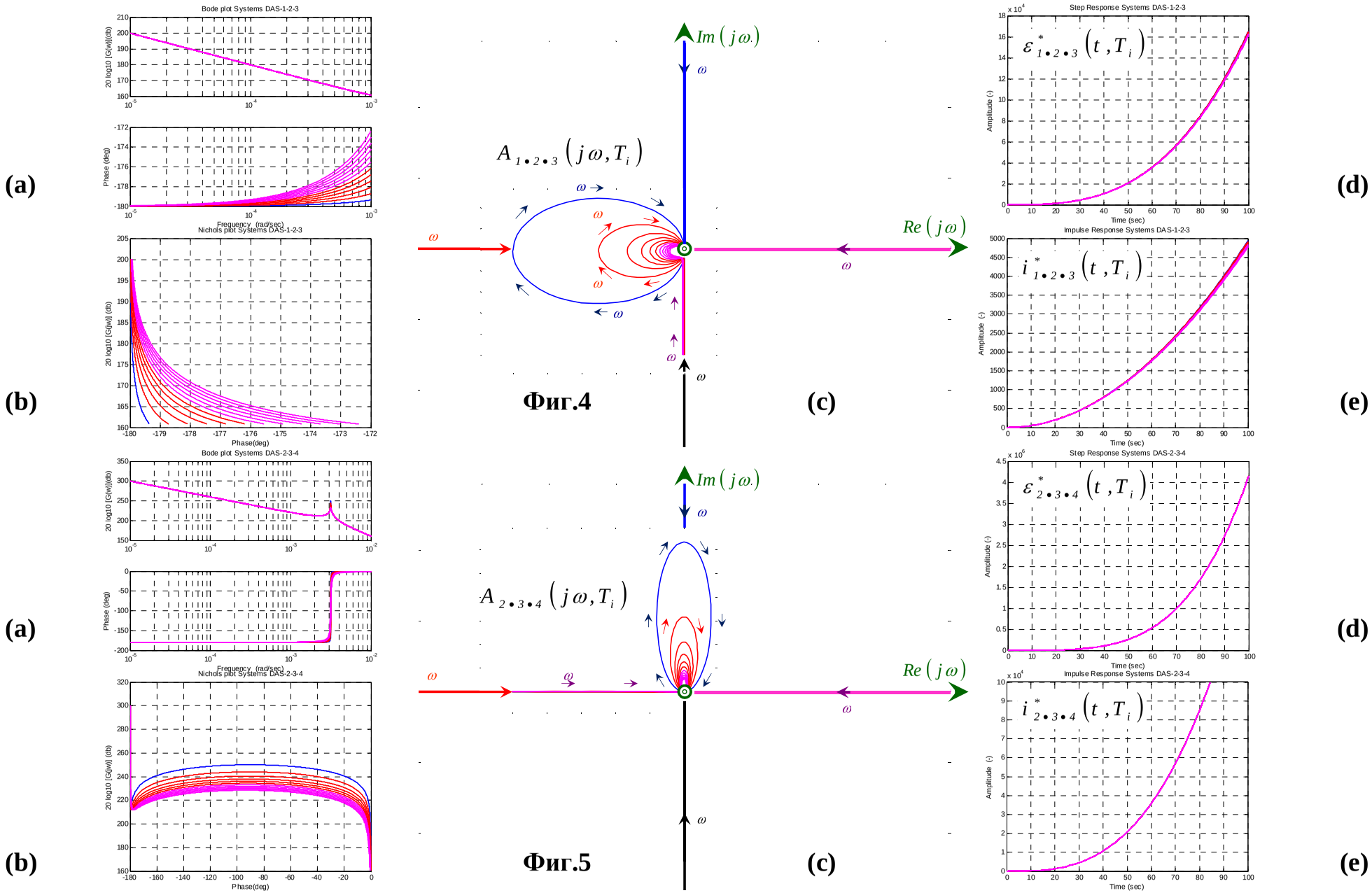
Настоящата работа предлага вместо абсорберите (фиг.1.b) от пълен ред A_i (3) ÷ (13) в структурата на системите за управление (фиг.1.c) с частично поглъщане на влиянието на обобщеното смущение v само върху регулируемата променлива y да бъдат използвани нов клас абсорбери от непълен ред $\mathcal{A}$. Фракталните абсорбери $\mathcal{A}$ се основават на оператори за интегриране ${}_aI_t^{\alpha}$ (15) от непълен, дробен ред α или β, γ, δ (16), или на техни многочленни комбинации от съответен дробен ред, Тези оператори ${}_aI_t^{\alpha}$ са базови в теорията на дробното смятане [21,22]. Като пример с помощта на (17) е показан един от операторите за интегриране от непълен, дробен ред α или β, γ, δ на ***Riemann-Liouville***, който използва специалната Γ-функция (фиг.7).


(a)
(b)
(c)
(d)
(e)
Step Response Systems DAS-2-3
Bode plot Systems DAS-2-3
Bode plot Systems DAS-3-4
Step Response Systems DAS-3-4
Nichols plot Systems DAS-2-3
Nichols plot Systems DAS-3-4
Nichols plot Systems DAS-1-2
Nichols plot Systems DAS-3-4-inv
Step Response Systems DAS-1-2
Bode plot Systems DAS-1-2
Bode plot Systems DAS-3-4-inv
Step Response Systems DAS-3-4-inv
Amplitude (-)
Time (sec)
20 log10 [G(jw)] (db)
Phase (deg)
Frequency (rad/sec)
Phase(deg)
$\varepsilon^*_{2\bullet 3}(t, T_i)$
$\varepsilon^*_{1\bullet 2}(t, T_i)$
$\varepsilon^*_{3\bullet 4\blacksquare}(t, T_i)$
$A_{2\bullet 3}(j\omega, T_i)$
$A_{1\bullet 2}(j\omega, T_i)$
$A_{3\bullet 4\blacksquare}(j\omega, T_i)$
$A_2(j\omega)$
$A_4(j\omega)$
$A_1(j\omega)$
$Im(j\omega)$
$Re(j\omega)$
ω

Фиг.2


(a)
(b)
(c)
(d)
(e)
Step Response Systems DAS-1-2-inv
Bode plot Systems DAS-1-2-inv
Bode plot Systems DAS-2-3-inv
Step Response Systems DAS-2-3-inv
Nichols plot Systems DAS-1-2-inv
Nichols plot Systems DAS-2-3-inv
Nichols plot Systems DAS-4-1-inv
Nichols plot Systems DAS-4-1
Step Response Systems DAS-4-1-inv
Bode plot Systems DAS-4-1-inv
Bode plot Systems DAS-4-1
Step Response Systems DAS-4-1
Amplitude (-)
Time (sec)
20 log10 [G(jw)] (db)
Phase(deg)
Phase (deg)
Frequency (rad/sec)
Im(jω)
Re(jω)
A2(jω)
A4(jω)
A1(jω)
A1•2■(jω,Ti)
A2•3■(jω,Ti)
A4•1(jω,Ti)
A4•1(jω,Ti)
ε*1•2■(t,Ti)
ε*2•3■(t,Ti)
ε*4•1(t,Ti)
ε*4•1(t,Ti)

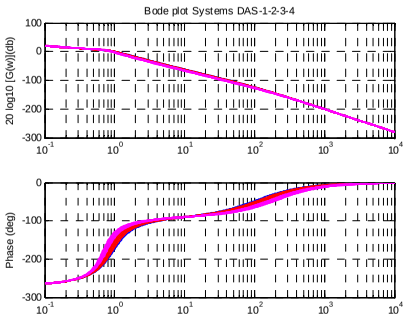
Фиг.3


(a)
(b)
(c)
(d)
(e)
Bode plot Systems DAS-1-2-3
Nichols plot Systems DAS-1-2-3
Bode plot Systems DAS-2-3-4
Nichols plot Systems DAS-2-3-4
20 log10 [G(w)](db)
Phase (deg)
Frequency (rad/sec)
Phase(deg)
$Im(j\omega)$
$Re(j\omega)$
$A_{1\bullet 2\bullet 3}(j\omega, T_i)$
$A_{2\bullet 3\bullet 4}(j\omega, T_i)$
Step Response Systems DAS-1-2-3
Impulse Response Systems DAS-1-2-3
Step Response Systems DAS-2-3-4
Impulse Response Systems DAS-2-3-4
Amplitude (-)
Time (sec)
$\varepsilon^*_{1\bullet 2\bullet 3}(t, T_i)$
$i^*_{1\bullet 2\bullet 3}(t, T_i)$
$\varepsilon^*_{2\bullet 3\bullet 4}(t, T_i)$
$i^*_{2\bullet 3\bullet 4}(t, T_i)$

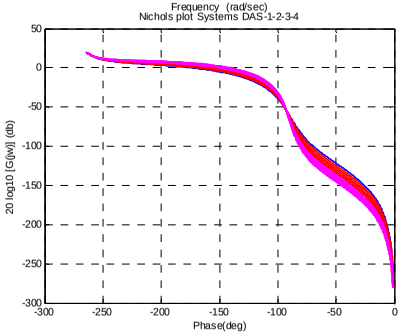
Фиг.4

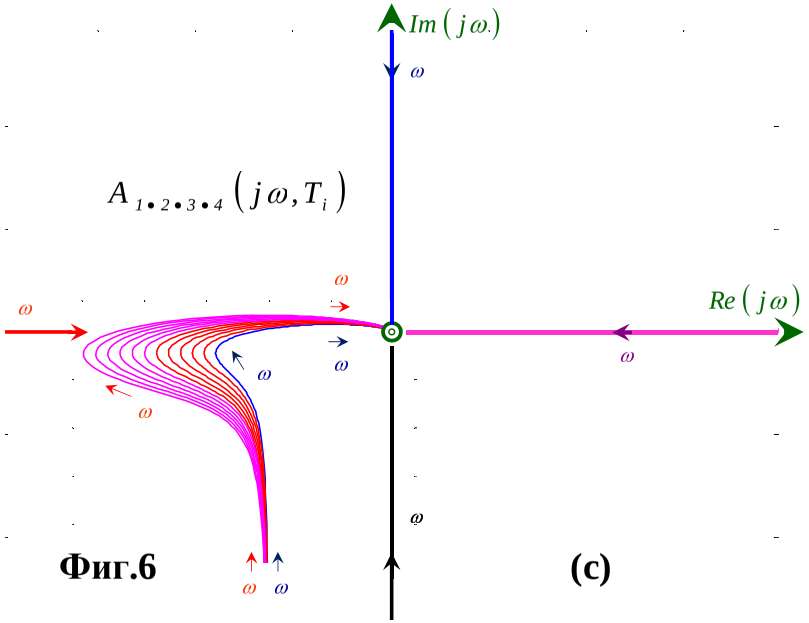
Фиг.5

(a)



(b)

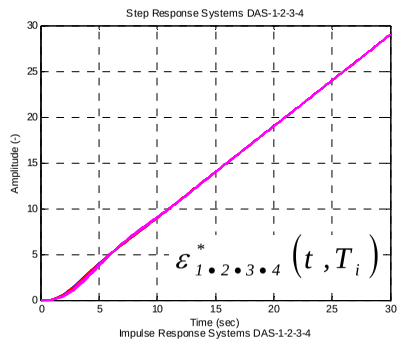




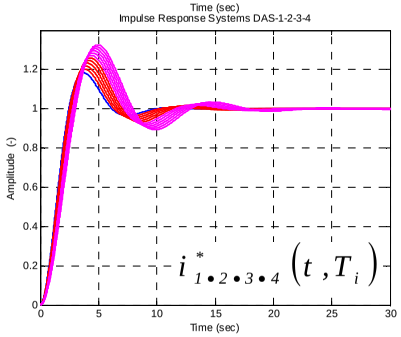
Фиг.6

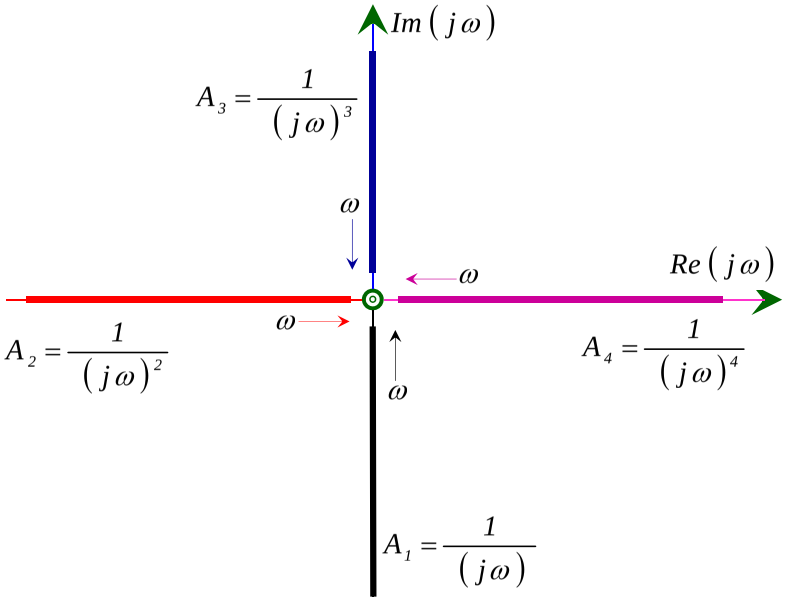
(c)

(d)

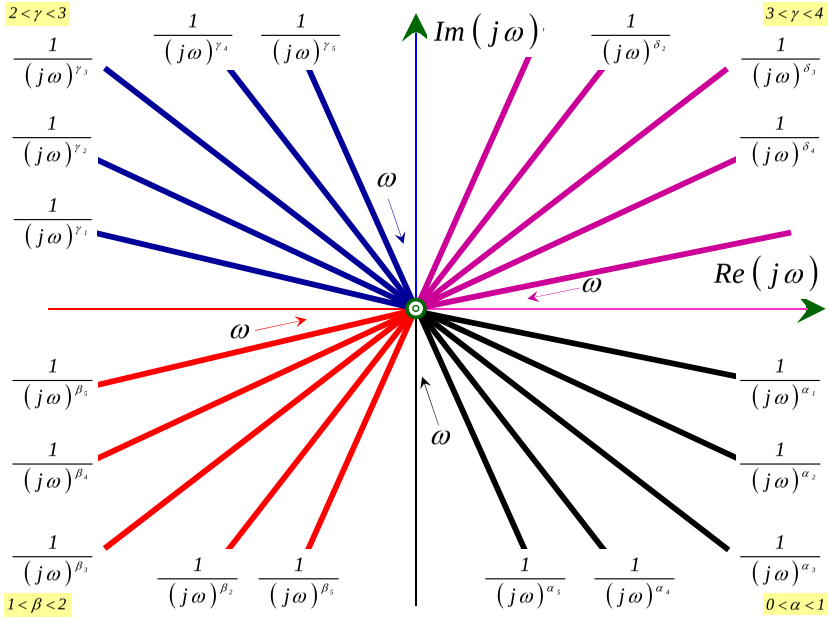


(e)





Фиг.7



Фиг.8

Табл. 2

$$\mathcal{A}(t) = f\left({}_{a}I_{t}^{\alpha}\right) \tag{15}$$

$$\{1<\alpha<2\};\ \{1<\beta<2\};\ \{2<\gamma<3\};\ \{3<\delta<4\} \tag{16}$$

$${}_{a}I_{t}^{\alpha}\ f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)}\int_{a}^{t}\frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}}\,d\tau\ ,\ (\alpha\ ,a\in\Re\ ,0<\alpha<1) \tag{17}$$

$${}_{a}I^{\alpha}(j\omega)\ \underset{\omega\in[\omega_b,\,\omega_h]}{\hat{=}}\ {}_{a}I_{app}^{\alpha}(j\omega)\equiv\prod_{i=1}^{N}\left(1+j\frac{\omega}{\omega_i'}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_i}\right)^{-1}\ ;\ (\omega_i<\omega_i'\ ;N:=\{1,2,3,..\}) \tag{18.a}$$

$${}_{a}I^{\alpha}(p)\ \underset{\omega\in[\omega_b,\,\omega_h]}{\hat{=}}\ {}_{a}I_{app}^{\alpha}(p)\equiv\prod_{i=1}^{N}\left(1+\frac{p}{\omega_i'}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_i}\right)^{-1}\ ;\ (\omega_i<\omega_i'\ ;N:=\{1,2,3,..\}) \tag{18.b}$$

$$\mathcal{A}_{r}(p) = f_{r}\left({}_{a}I_{app}^{\alpha}(p)\right) \tag{19}$$

$$\mathcal{A}_{\alpha}(p) = f_{\alpha}\left(I_{app}^{\alpha}(p)\right) = \left(p_{(\omega_{u,\alpha})}^{\alpha}\right)^{-1} = \varepsilon^{*}(p)/\varepsilon(p) \tag{20}$$

$$\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}(p) = f_{\alpha\bullet\beta}\left(I_{app}^{\alpha\bullet\beta}(p)\right) = \left(p_{(\omega_{u,\alpha})}^{\alpha}+p_{(\omega_{u,\beta})}^{\beta}\right)^{-1} = \varepsilon^{*}(p)/\varepsilon(p) \tag{21}$$

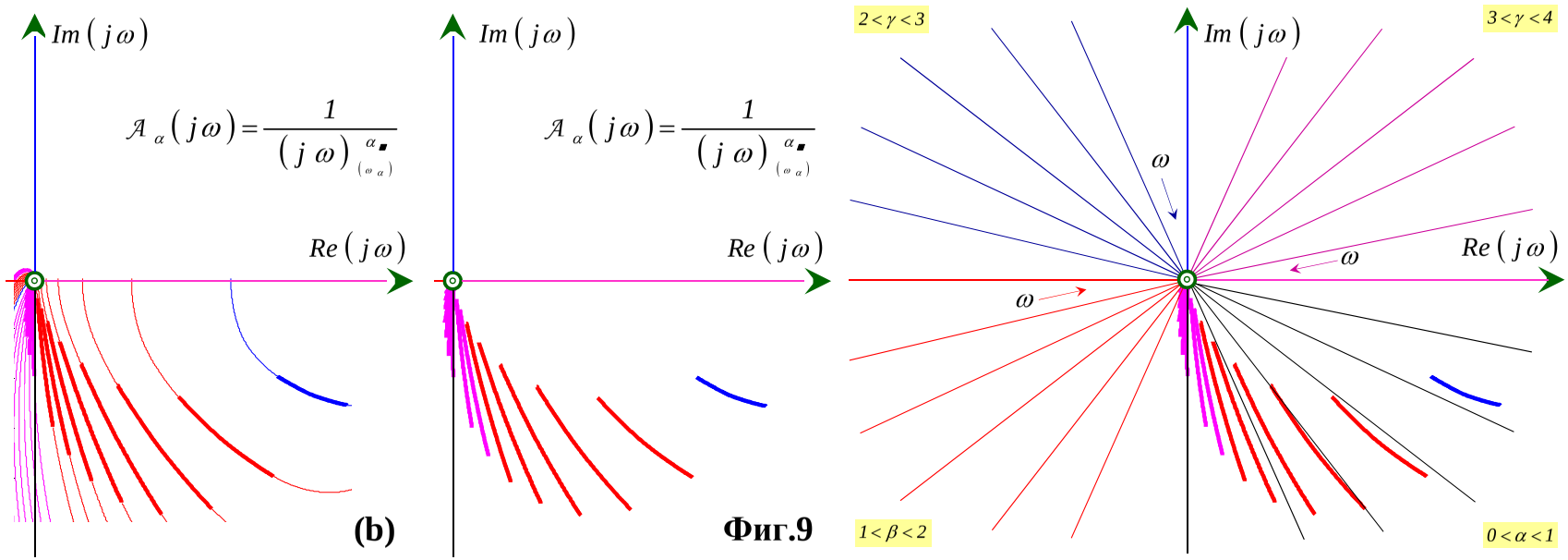
$$\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(p) = f_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}\left(I_{app}^{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(p)\right) = \left(p_{(\omega_{u,\alpha})}^{\alpha}+p_{(\omega_{u,\beta})}^{\beta}+p_{(\omega_{u,\gamma})}^{\gamma}\right)^{-1} = \varepsilon^{*}(p)/\varepsilon(p) \tag{22}$$

$$\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}(p) = f_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}\left(I_{app}^{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}(p)\right) = \left(p_{(\omega_{u,\alpha})}^{\alpha}+p_{(\omega_{u,\beta})}^{\beta}+p_{(\omega_{u,\gamma})}^{\gamma}+p_{(\omega_{u,\delta})}^{\delta}\right)^{-1} = \varepsilon^{*}(p)/\varepsilon(p) \tag{23}$$

$$\alpha_{\blacksquare} = 0{,}11\ ;0{,}22;\ 0{,}33;\ 0{,}44;\ 0{,}55;\ 0{,}66;\ 0{,}77;\ 0{,}88;\ 1{,}11;\ 1{,}22;\ 1{,}33;\ 1{,}44;\ 1{,}55;\ 1{,}66;\ 1{,}77;\ 1{,}88 \tag{24}$$

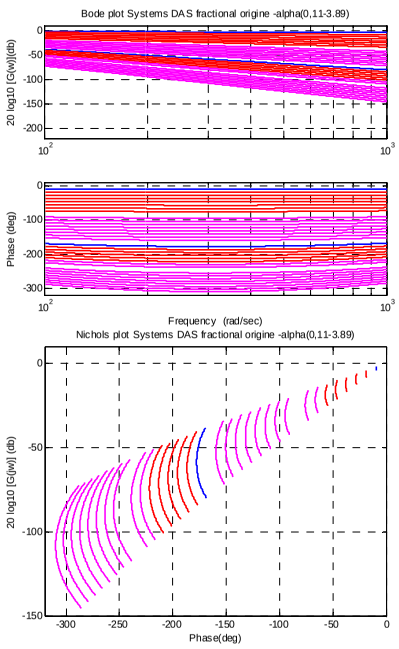
Табл. 3

$\alpha_{\blacksquare}=$	0,111111	0,222222	0,333333	0,444444
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{1}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{3}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{4}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	10°	20°	30°	40°
$\alpha_{\blacksquare}=$	0,555556	0,666667	0,777778	0,888889
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{5}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{6}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{7}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{8}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	50°	60°	70°	80°
$\alpha_{\blacksquare}=$	1,111111	1,222222	1,333333	1,444444
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{10}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{11}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{12}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{13}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	100°	110°	120°	130°
$\alpha_{\blacksquare}=$	1,555556	1,666667	1,777778	1,888889
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{14}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{15}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{16}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{17}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	140°	150°	160°	170°



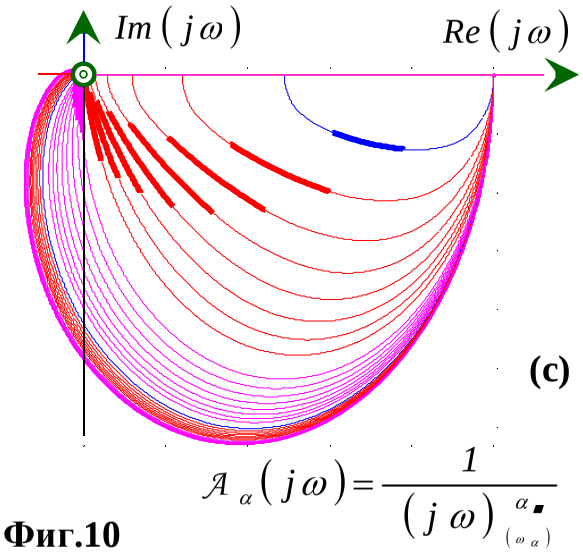
(a) (b) (c)

Фиг.9



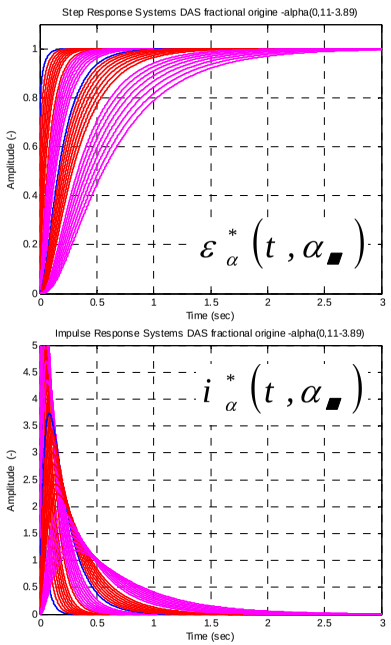
(a)

(b)



(c)

Фиг.10



(d)

(e)

Принципната разлика между интеграторите от пълен ред ($n=1,2,3,4$) и едночленни интегратори от дробен ред (α или β, γ, δ) е видима веднага от сравнението между илюстрациите, показани на фиг.7 и на фиг.8. В инженерната практика [21,22] се използват и прилагат честотно ограничени (за $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$) рационални апроксимации ${}_aI^{\alpha}_{app}(j\omega)$ (18) на операторите ${}_aI^{\alpha}(j\omega)$ (17) за фрактално интегриране. Например параметрите на апроксимацията по полиномиалния рекурсивен метод на ***Alain Oustaloup*** са: диапазонът на апроксимация, определен с ниска ω_b и висока ω_h стойности на честотата ω, единичната честота на апроксимацията ω_u и броят на последователно свързаните полиноми N със съответни срязващи честоти ω_i, ω_i'. Върху тези апроксимации ${}_aI^{\alpha}_{app}(p)$ (18) принципно се основават и предлаганите в настоящата работа нов клас $\mathcal{A}_r$ (19) едночленни $\mathcal{A}_\alpha$ (20), двучленни $\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}$ (21), тричленни $\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}$ (22) и четиричленни $\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}$ (24) абсорбери $\mathcal{A}_r$ (19) от непълен, дробен ред. На фиг.9 и на фиг.10 е показана графично идеята на честотно ограничената рационална апроксимация (18) за една равномерна гама от стойности на реда $\alpha_{\bullet}$ (24) на интегриране от дробен ред (табл.3).

Във втората част на настоящата разработка са изследвани характеристиките на абсорберите от непълен $\mathcal{A}_r$, показани са резултати от сравнителния анализ на абсорберите от пълен A_i и от непълен ред $\mathcal{A}_r$, заключение и библиография.

Автор: Емил Николов, проф. дтн, д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*

Постъпила на 18.04.2013 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

АБСОРБИРАЩИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - II част

Емил Николов

Резюме: *В работата се предлага нов клас абсорбиращи филтри от дробен, непълен ред за системи с поглъщане на смущенията. Предложена е систематизация на типови филтри от този клас. Те използват рационални апроксимации на оператори от обобщеното дробно смятане. В работата са разгледани възможностите за абсорбиране на смущенията с такива филтри от пълен и от дробен ред. Показани са резултати от сравнителен анализ на техните честотни и времеви характеристики.*
Ключови думи: *абсорбиращи филтри от пълен ред, абсорбиращи филтри от непълен, дробен ред; анализ на честотни и времеви характеристики на абсорбиращи филтри от пълен и от непълен, дробен ред.*

FRACTIONAL ABSORPTIVE FILTERS IN THE CONTROL SYSTEMS - part II

Emil Nikolov

Abstract: *Essentially new class of fractional absorptive filters for control systems absorbing disturbances is proposed in the work. It is proposed a classification of the filter types in this class. They use rational approximations of operators of the generalized fractional calculus. The paper outlines the possibilities for absorption the disturbances with filters of integer and fractional order. The results from the comparative analysis of their frequency and temporal characteristics are given below.*
Keywords: *absorptive filters of integer order, absorptive filters of fractional order; analysis of frequency and temporal characteristics of the absorptive filters of integer and the fractional order.*

5. Въведение

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Първата обхваща моделирането и анализа на преходните и на честотните характеристики на абсорберите от пълен ред A_i както и предложението за нов клас фрактални абсорбери $\mathcal{A}_r$, основаващи се на теорията на дробното смятане с използването на оператори за интегриране от непълен ред. В тази втората част са изследвани характеристиките на абсорберите от непълен $\mathcal{A}_r$, показани са резултати от сравнителния анализ на абсорберите от пълен A_i и от непълен ред $\mathcal{A}_r$, заключение и библиография.

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

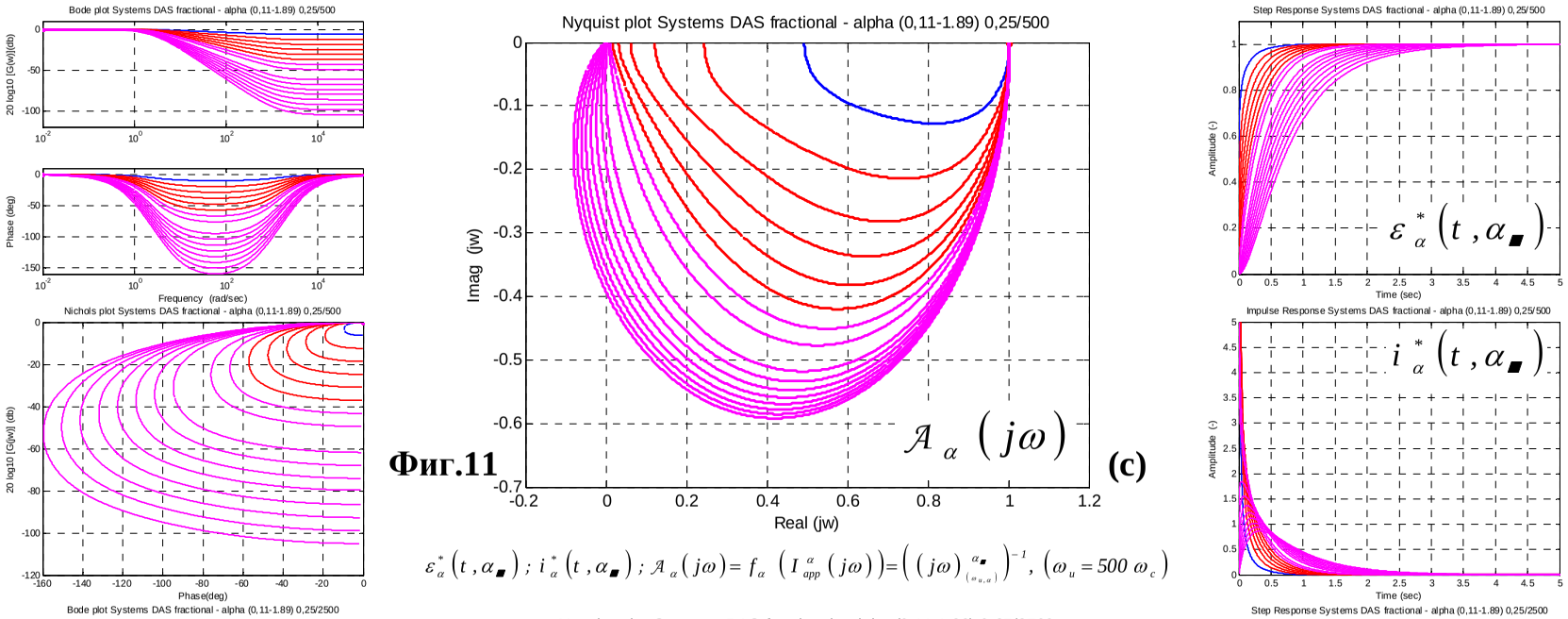
6. Характеристики на фрактални абсорбиращи филтри

Динамиката на предложените в настоящата работа типовите абсорбери Я_r (19) от непълен, дробен ред с различен брой членове (20)÷(23) е моделирана с помощта на съответстваща честотно ограничена полиномиална апроксимация. Времевите и честотните им характеристики са симулирани за една равномерна гама от стойности на реда $\alpha_{\blacksquare}$ (24) или β, γ, δ (16) на рационалното дробно интегриране (табл.3). Честотните $\text{Я}_r(j\omega,\alpha_{\blacksquare})$ характеристики, преходните $\varepsilon_r^*(t,\alpha_{\blacksquare})$ и импулсните-преходни $i_r^*(t,\alpha_{\blacksquare})$ функции на фракталните абсорбери с различен брой членове (20)÷(23) са визуализирани в зависимост от стойността на реда $\alpha_{\blacksquare}$ в съответстващо-показателни комбинации на съответстващите единични ω_u и срязващи ω_c честоти и техни съотношения на рационалните апроксимации както следва на фиг.11÷фиг.24.

От тези визуализации е очевидно, че: ●абсорберите Я_r (20)÷(23) са съществено различаващи се по своите честотни характеристики, като това е най-силно видимо в ***Nyquist***-пространството; ●системите за управление с поглъщане на смущенията (фиг.1.c) с помощта на Я_r (20)÷(23) в структурата им, осъществяват абсорбирането на υ (1) върху y ефективно върху пространството на ***Nyquist***-координатната система във всички нейни квадранти с осезаема параметрична чувствителност към: ***стойностите*** на дробния ред на използваните фрактални оператори (α или β, γ, δ), ***съотношението на стойностите на дробния ред*** на използваните фрактални оператори при многочлените абсорбери Я_r (α,β, γ, δ), ***броя*** на членовете в Я_r с интегриране от непълен ред: -едночленни (с индекс α), -двучленни (с индекс $\alpha\bullet\beta$), -тричленни (с индекс $\alpha\bullet\beta\bullet\gamma$), -четиричленни (с индекс $\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta$), ***съотношенията на стойностите на единичните честоти*** на апроксимация при многочлените абсорбери Я_r - $\omega_{u,\alpha},\omega_{u,\beta},\omega_{u,\gamma},\omega_{u,\delta}$; ●преходните функции $\varepsilon_r^*(t,\alpha_{\blacksquare})$ и импулсните преходни функции $i_r^*(t,\alpha_{\blacksquare})$ за всички типови абсорбери A_i (3)÷(13) са с еднотипен характер на рационални интегратори от висок ред, всяка от които е с приблизително нулева параметрична чувствителност към: ***стойностите*** на дробния ред (α или β, γ, δ); ***съотношението на стойностите на дробния ред*** на използваните фрактални оператори при многочлените абсорбери Я_r (α,β, γ, δ); ***броя*** на членовете в Я_r; ***съотношенията на стойностите на единичните честоти*** на апроксимация при многочлените абсорбери Я_r.

7. Сравнителен анализ

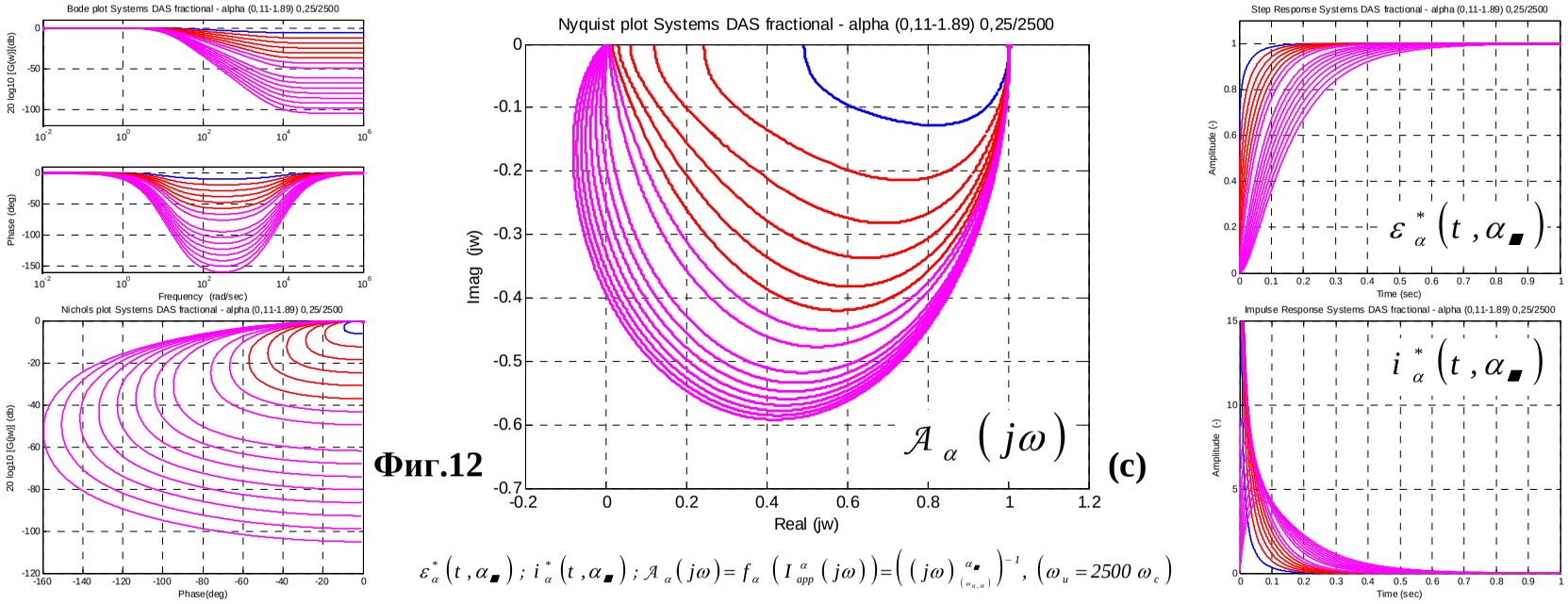
Динамиката на предложените и анализирани в настоящата работа абсорбери от дробен ред Я_r (19) функционално удовлетворява изискванията, предявени към абсорберите от пълен ред A_i (14), но предоставя значително по-добри възможности за абсорбиране на υ (1) върху y, която се изразява не само в пространството на отделни квадранти в ***Nyquist***-пространството, но и в четирите му квадранта, както и в по-големия брой степени на свобода за параметризация при синтез и настройка.



(a) (b) (c) (d) (e)

Фиг.11

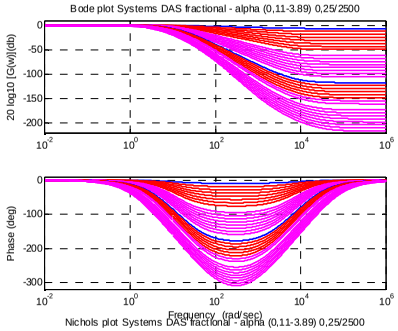
$\varepsilon_{\alpha}^{*}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i_{\alpha}^{*}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha}(j\omega)=f_{\alpha}\left(I_{app}^{\alpha}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}\right)^{-1}$, $(\omega_u=500\,\omega_c)$



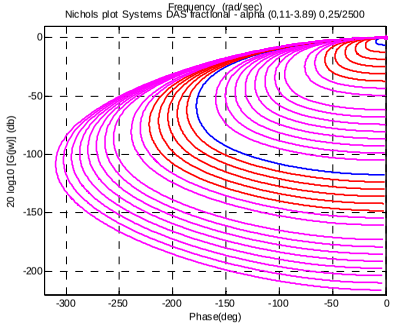
(a) (b) (c) (d) (e)

Фиг.12

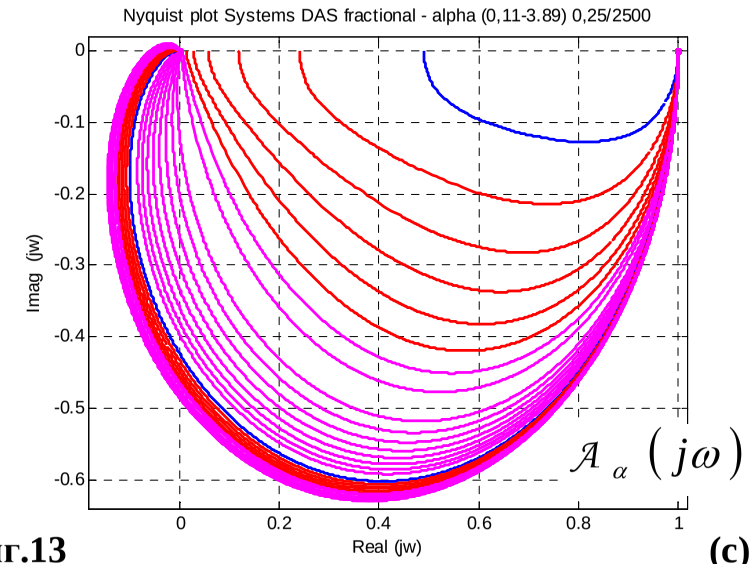
$\varepsilon_{\alpha}^{*}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i_{\alpha}^{*}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha}(j\omega)=f_{\alpha}\left(I_{app}^{\alpha}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}\right)^{-1}$, $(\omega_u=2500\,\omega_c)$



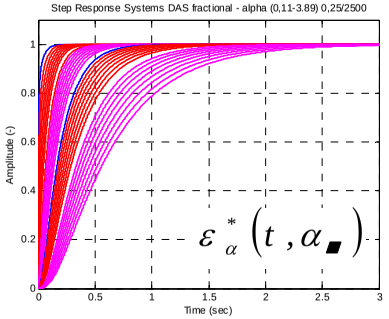
(a)



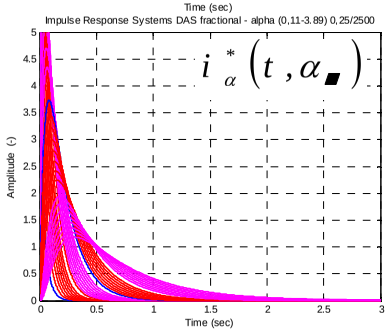
(b)



(c)



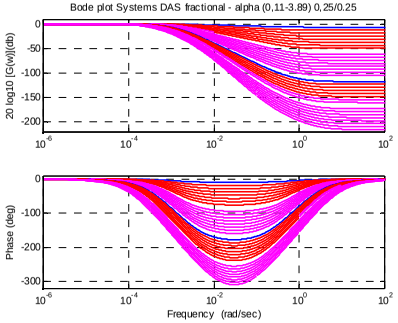
(d)



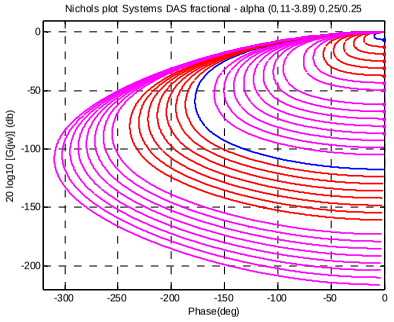
(e)

Фиг.13

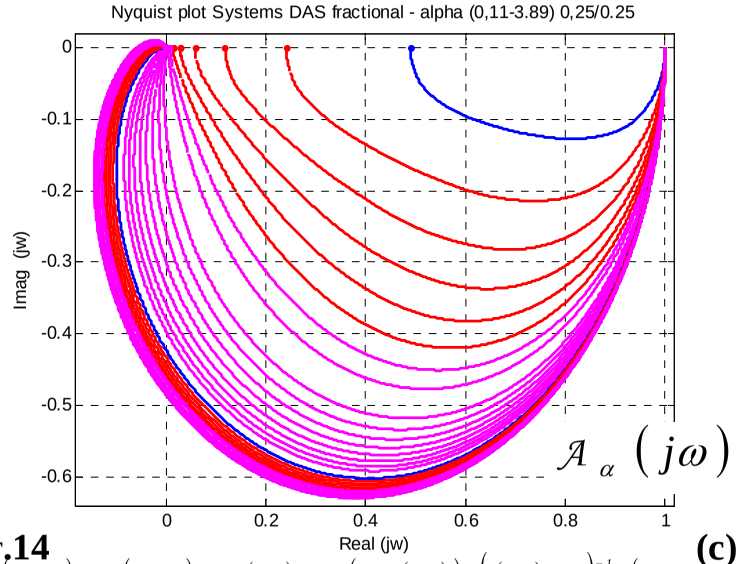
$\varepsilon^{*}_{\alpha}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i^{*}_{\alpha}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha}(j\omega)=f_{\alpha}\left(I^{\alpha}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}\right)^{-1}$, $(\omega_u=2500\,\omega_c)$



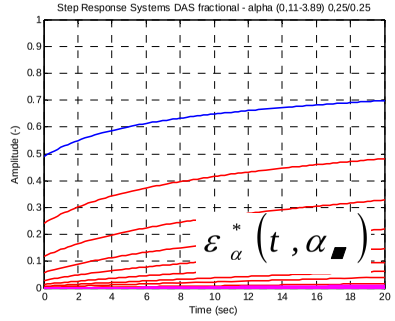
(a)



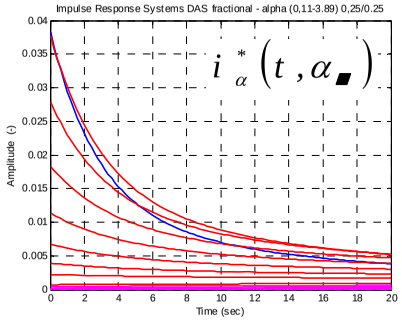
(b)



(c)



(d)

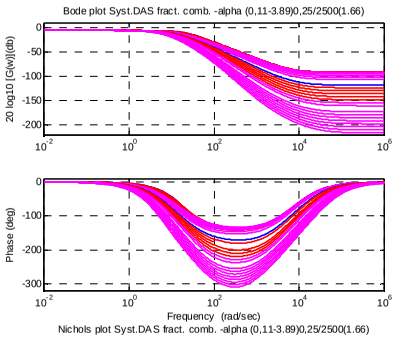


(e)

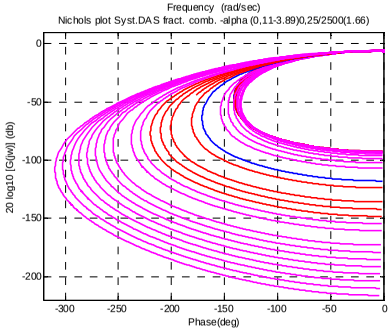
Фиг.14

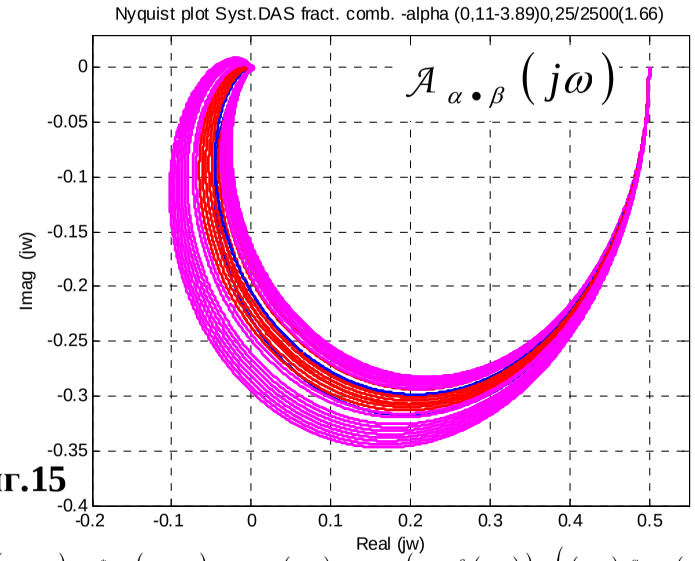
$\varepsilon^{*}_{\alpha}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i^{*}_{\alpha}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha}(j\omega)=f_{\alpha}\left(I^{\alpha}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}\right)^{-1}$, $(\omega_u=0{,}25\,\omega_c)$

(a)



(b)



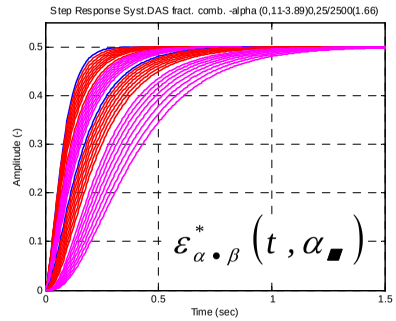


Фиг.15

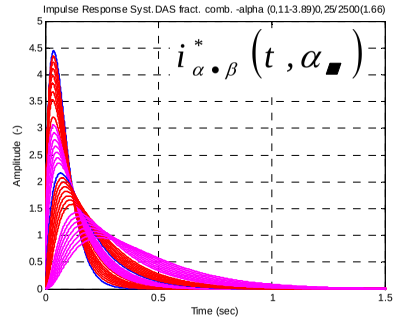
$$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ i^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}(j\omega)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}=\omega_{u,\beta}=0{,}25\ \omega_c;\ \beta=1{,}66=const\right)$$

(c)

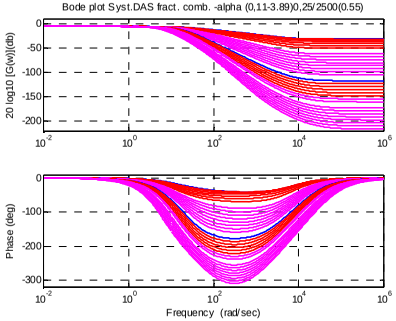


(d)

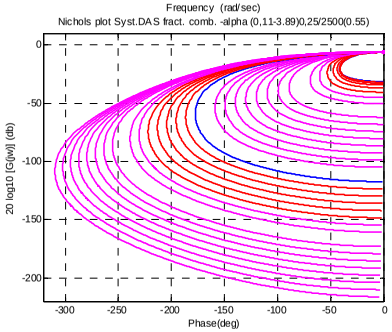


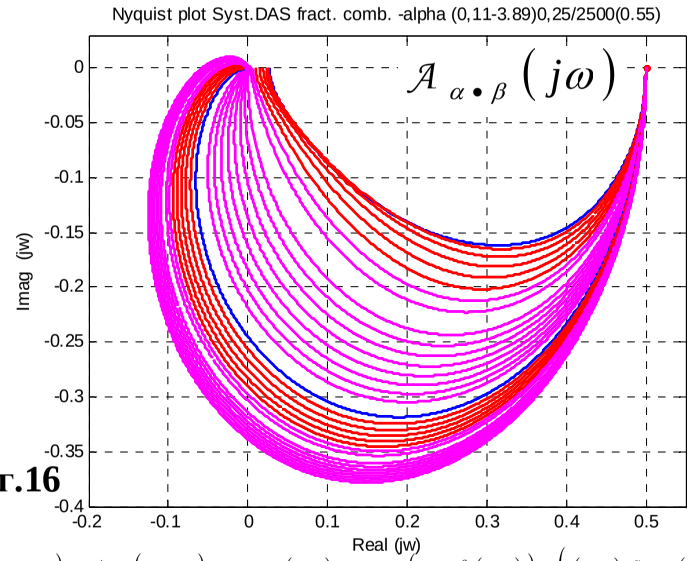
(e)

(a)



(b)



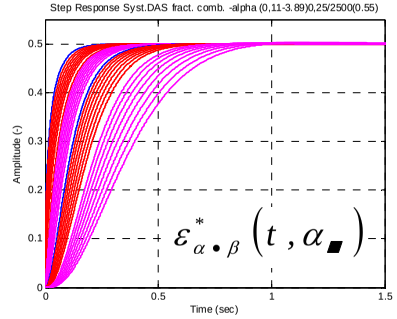


Фиг.16

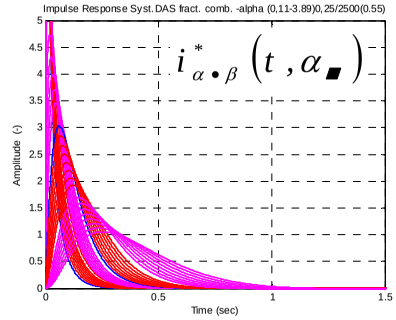
$$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ i^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}(j\omega)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}=\omega_{u,\beta}=0{,}25\ \omega_c;\ \beta=0{,}55=const\right)$$

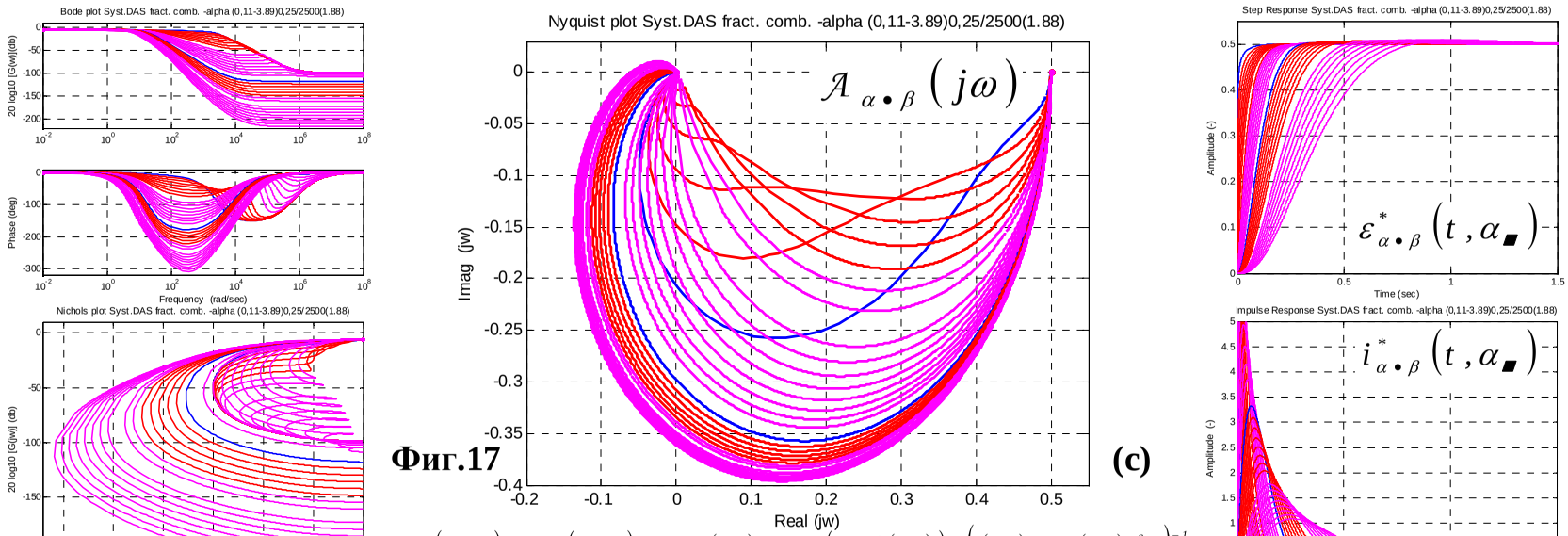
(c)



(d)



(e)

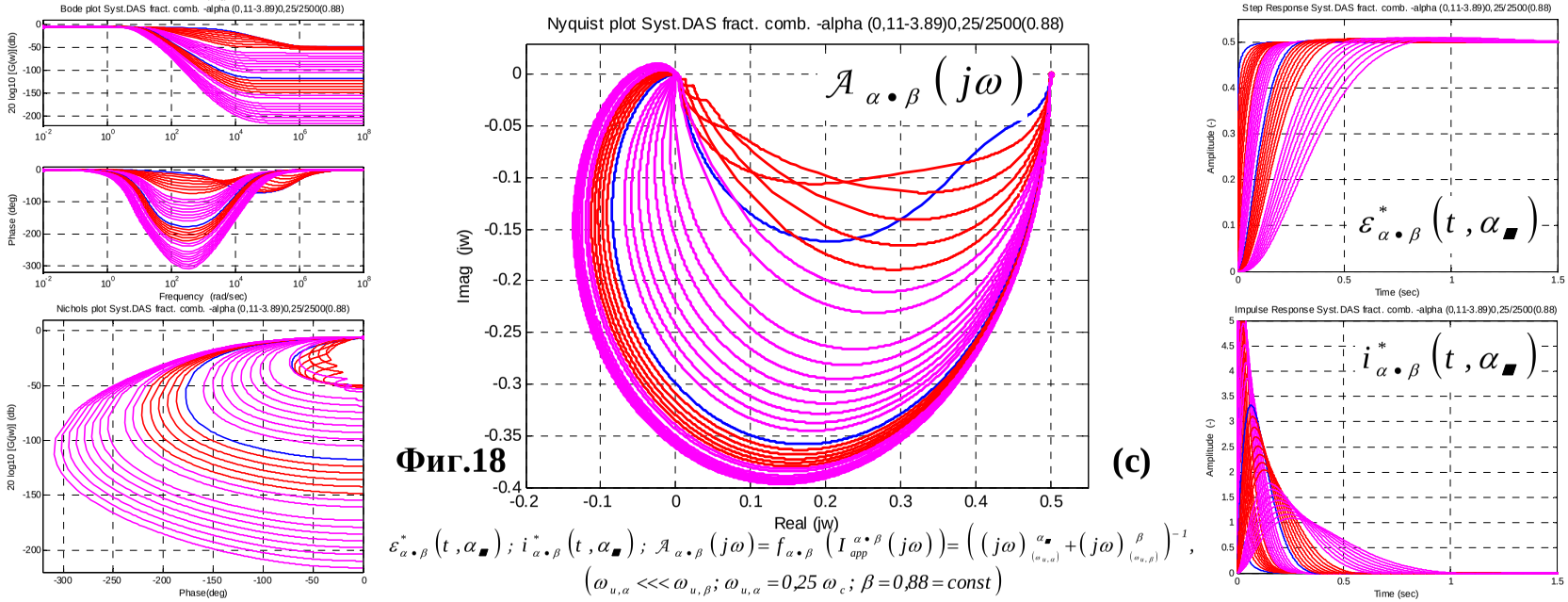


(a) (b) (c) (d) (e)

Фиг.17

$$\varepsilon^{*}_{\alpha\bullet\beta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ i^{*}_{\alpha\bullet\beta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}\left(j\omega\right)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}\left(j\omega\right)\right)=\left(\left(j\omega\right)^{\alpha_{\blacksquare}}_{\left(\omega_{u,\alpha}\right)}+\left(j\omega\right)^{\beta}_{\left(\omega_{u,\beta}\right)}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}<<<\omega_{u,\beta};\ \omega_{u,\alpha}=0{,}25\ \omega_{c};\ \beta=1{,}88=const\right)$$



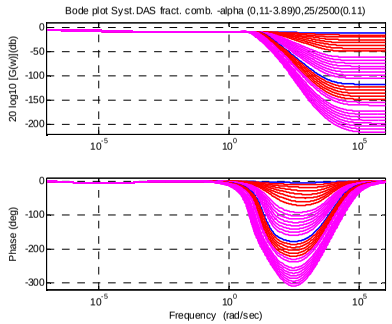
(a) (b) (c) (d) (e)

Фиг.18

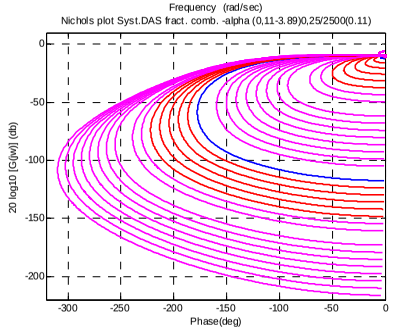
$$\varepsilon^{*}_{\alpha\bullet\beta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ i^{*}_{\alpha\bullet\beta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}\left(j\omega\right)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}\left(j\omega\right)\right)=\left(\left(j\omega\right)^{\alpha_{\blacksquare}}_{\left(\omega_{u,\alpha}\right)}+\left(j\omega\right)^{\beta}_{\left(\omega_{u,\beta}\right)}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}<<<\omega_{u,\beta};\ \omega_{u,\alpha}=0{,}25\ \omega_{c};\ \beta=0{,}88=const\right)$$

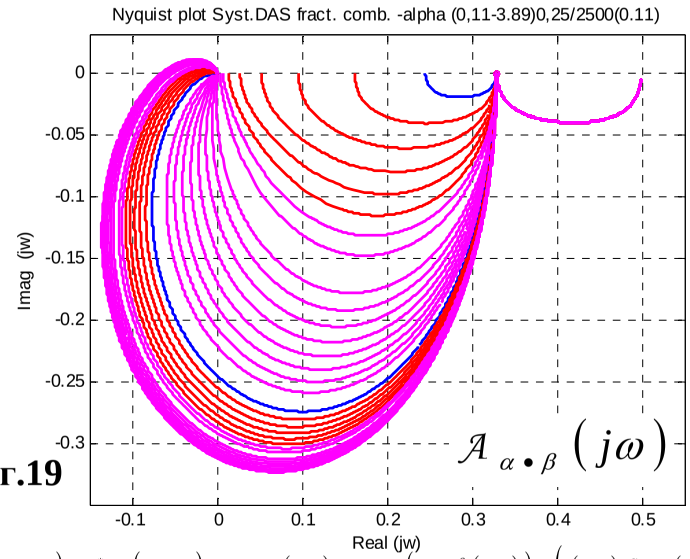
(a)



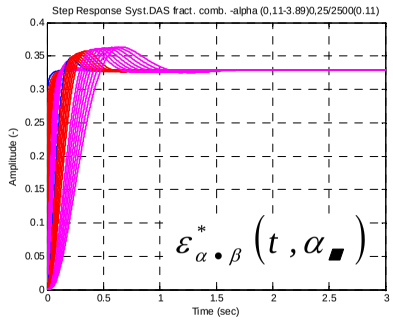
(b)



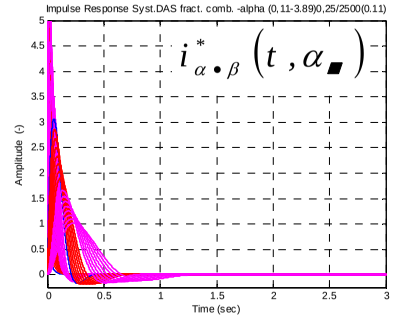
Фиг.19



(c)



(d)

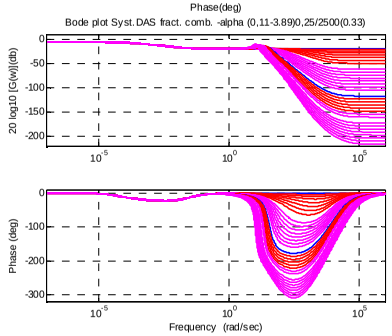


(e)

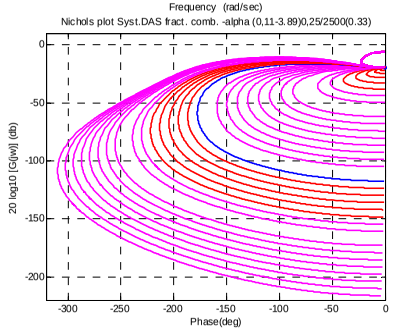
$$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ i^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}(j\omega)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}>>>\omega_{u,\beta};\ \omega_{u,\alpha}=0{,}25\ \omega_c;\ \beta=0{,}11=const\right)$$

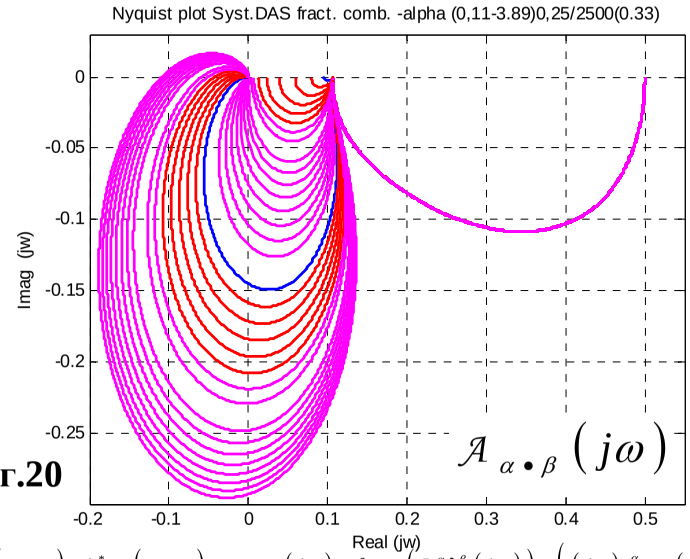
(a)



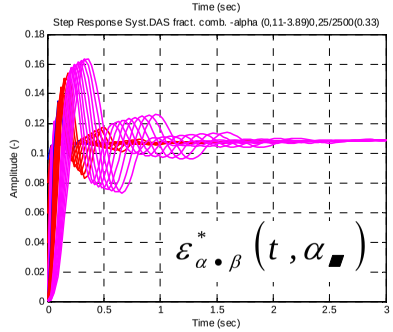
(b)



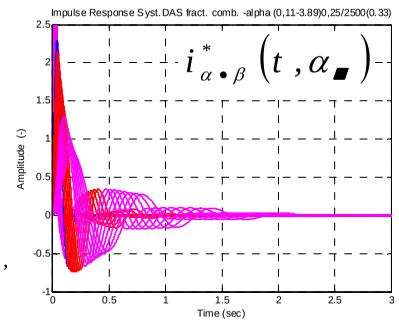
Фиг.20



(c)



(d)

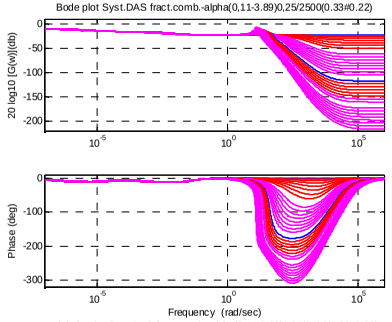


(e)

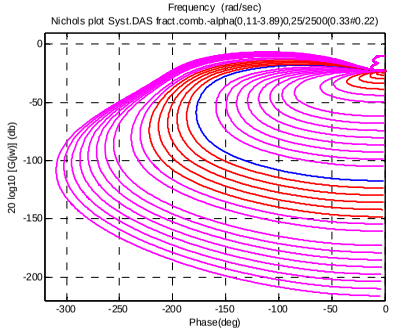
$$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ i^*_{\alpha\bullet\beta}(t,\alpha_{\blacksquare});\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta}(j\omega)=f_{\alpha\bullet\beta}\left(I^{\alpha\bullet\beta}_{app}(j\omega)\right)=\left((j\omega)^{\alpha_{\blacksquare}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}\right)^{-1},$$

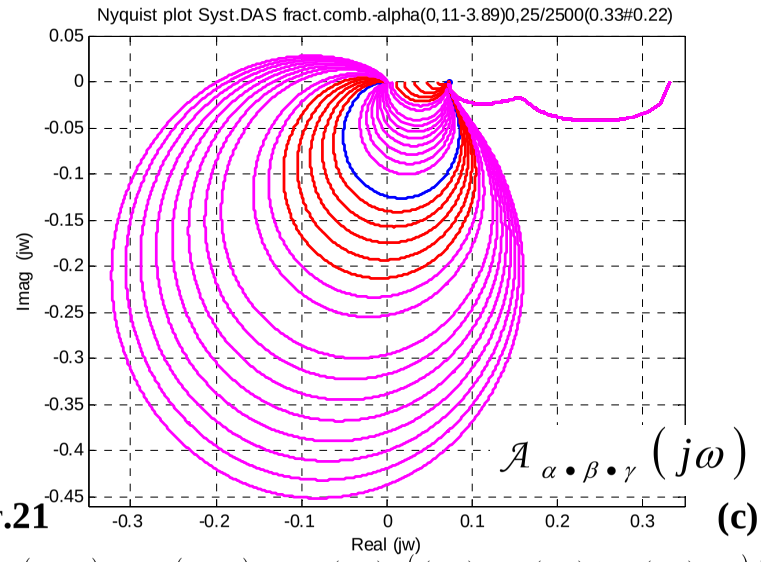
$$\left(\omega_{u,\alpha}>>>\omega_{u,\beta};\ \omega_{u,\alpha}=0{,}25\ \omega_c;\ \beta=0{,}33=const\right)$$

(a)



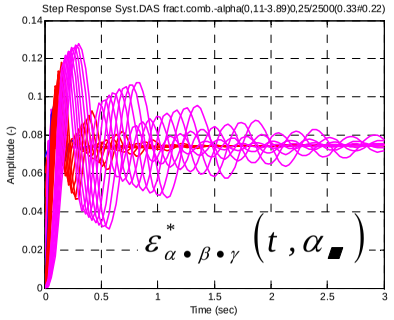
(b)



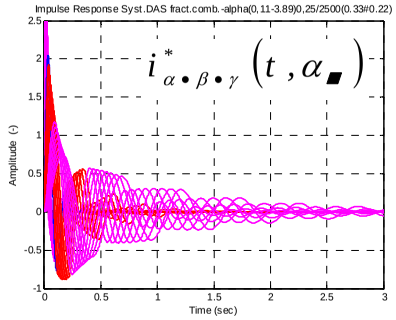


Фиг.21

(c)



(d)

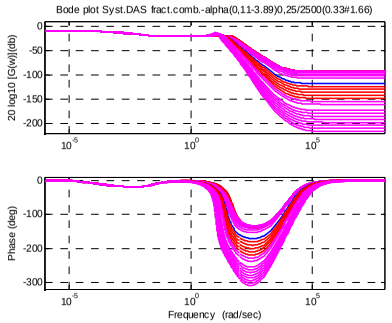


(e)

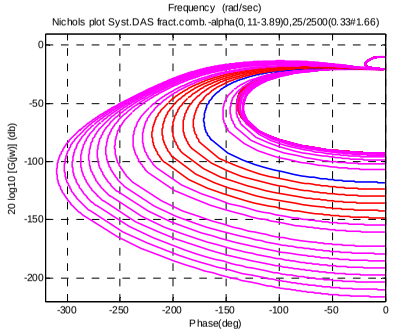
$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i^*_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(j\omega)=\left((j\omega)^{\alpha_{\bullet}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}+(j\omega)^{\gamma}_{(\omega_{u,\gamma})}\right)^{-1}$,

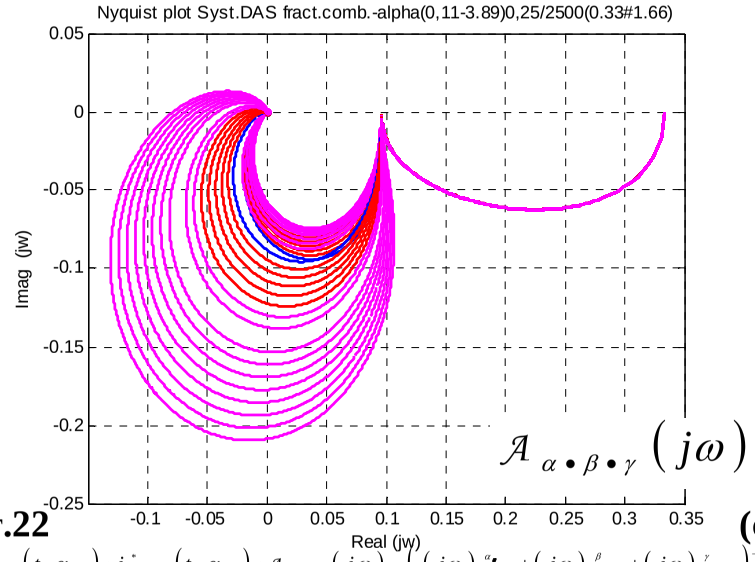
$\left(\omega_{u,\alpha}>>>\omega_{u,\beta}>>>\omega_{u,\gamma};\ \omega_{u,\alpha}=0,25\,\omega_c;\ \beta=0,33=const;\ \gamma=0,22=const\right)$

(a)



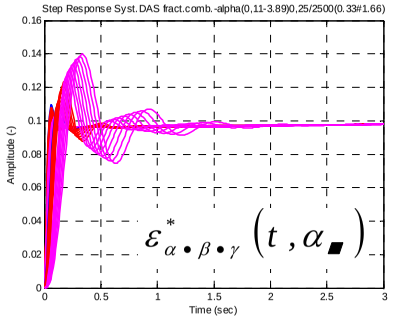
(b)



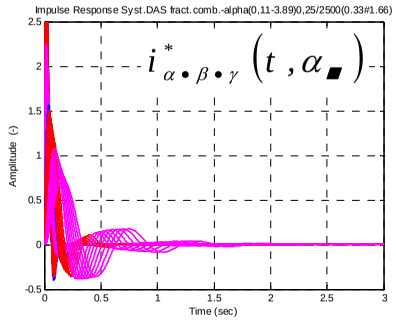


Фиг.22

(c)



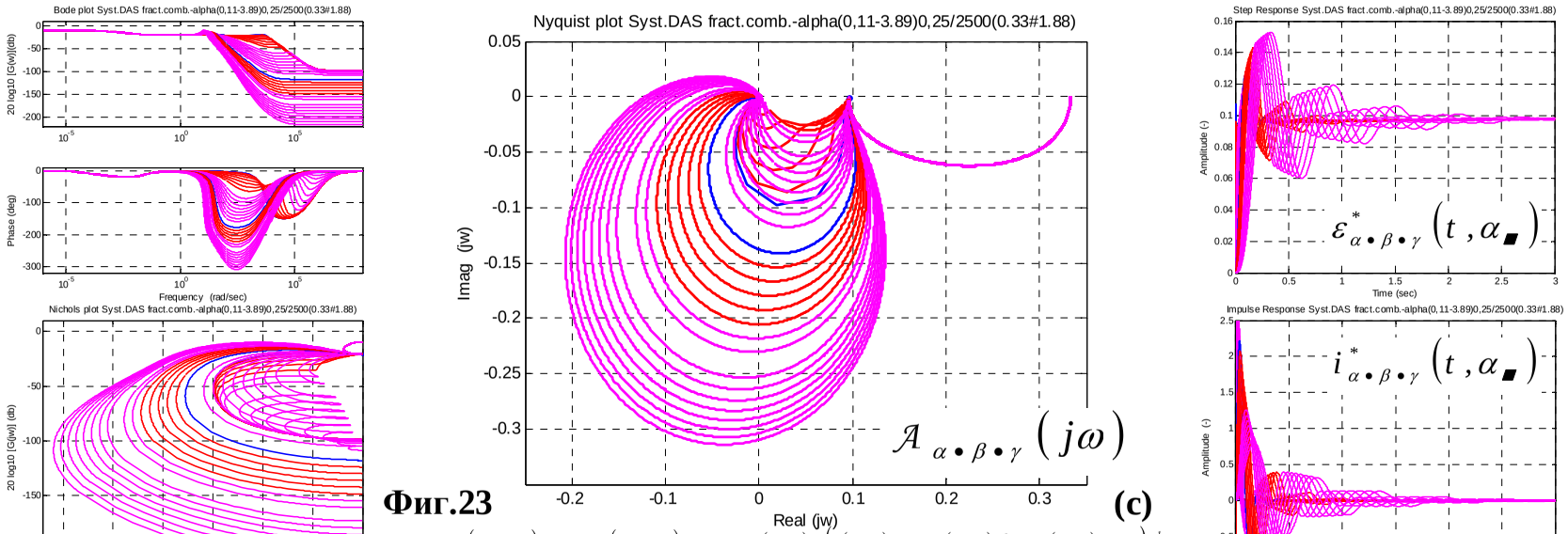
(d)



(e)

$\varepsilon^*_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $i^*_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(t,\alpha_{\blacksquare})$; $\mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}(j\omega)=\left((j\omega)^{\alpha_{\bullet}}_{(\omega_{u,\alpha})}+(j\omega)^{\beta}_{(\omega_{u,\beta})}+(j\omega)^{\gamma}_{(\omega_{u,\gamma})}\right)^{-1}$,

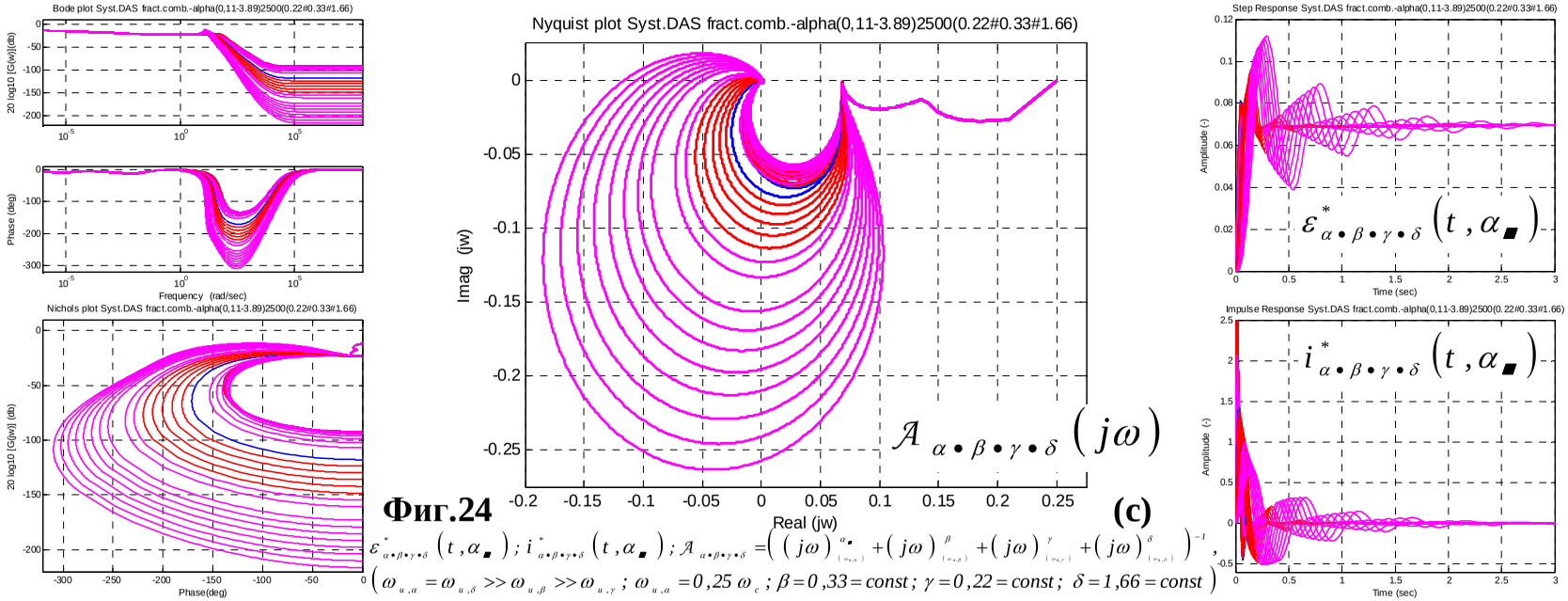
$\left(\omega_{u,\alpha}>>>\omega_{u,\beta}>>>\omega_{u,\gamma};\ \omega_{u,\alpha}=0,25\,\omega_c;\ \beta=0,33=const;\ \gamma=1,66=const\right)$



Фиг.23

$$\varepsilon^{*}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ i^{*}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma}\left(j\omega\right)=\left(\left(j\omega\right)^{\alpha_{\blacksquare}}_{\left(\omega_{u,\alpha}\right)}+\left(j\omega\right)^{\beta}_{\left(\omega_{u,\beta}\right)}+\left(j\omega\right)^{\gamma}_{\left(\omega_{u,\gamma}\right)}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}<<<\omega_{u,\beta}<<<\omega_{u,\gamma};\ \omega_{u,\alpha}=0,25\,\omega_{c};\ \beta=0,33=const;\ \gamma=1,66=const\right)$$



Фиг.24

$$\varepsilon^{*}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ i^{*}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}\left(t,\alpha_{\blacksquare}\right);\ \mathcal{A}_{\alpha\bullet\beta\bullet\gamma\bullet\delta}=\left(\left(j\omega\right)^{\alpha_{\blacksquare}}_{\left(\omega_{u,\alpha}\right)}+\left(j\omega\right)^{\beta}_{\left(\omega_{u,\beta}\right)}+\left(j\omega\right)^{\gamma}_{\left(\omega_{u,\gamma}\right)}+\left(j\omega\right)^{\delta}_{\left(\omega_{u,\delta}\right)}\right)^{-1},$$

$$\left(\omega_{u,\alpha}=\omega_{u,\delta}>>\omega_{u,\beta}>>\omega_{u,\gamma};\ \omega_{u,\alpha}=0,25\,\omega_{c};\ \beta=0,33=const;\ \gamma=0,22=const;\ \delta=1,66=const\right)$$

8. Заключение

Нови и оригинални в настоящата работа са: ● систематизацията и анализа (времеви и честотен) на типови абсорбери от пълен ред в системи с частично поглъщане на смущенията; ● предложението (и неговата крайна реализация) за използването на абсорбери от непълен, дробен ред в системите с частично поглъщане на смущенията; ● систематизацията анализа (времеви и честотен) на типови абсорбери от непълен, дробен ред в системи с частично поглъщане на смущенията; ● сравнителният анализ на абсорберите от пълен и от непълен, дробен ред, предназначени за частично поглъщане на смущенията върху регулируемата величина.

ЛИТЕРАТУРА

1. Johnson C. D. (1967), ***Optimal Control of the Disturbed Linear Regulator***, Convair - Division of General Dynamics, © Encyclopedia Astronautica, Huntsville Operation, GDC Rpt., 1967, Chapter 3 "Optimal Control of the Disturbed Linear Regulator", pp. 49-67, ***Final Report***, 1967 (for the period June 1966-May 1967), NASA Contract #NAS8-18008/ Convair Division of General Dynamics, Huntsville Office, © NASA/MarshaU Space Flight Center in Huntsville, Alabama, Rpt. No. GDC DDF67-003 (Control No. DCN 1-6-75-00116, SI (IF)), dated May, 1967

2. Johnson C. D. (1968), ***Disturbance Absorbing Controllers, part 1***, IEEE Trans. Auto. Cont., © IEEE Control Systems Society, AC 13, 416

3. Johnson C. D. (1968), ***Optimal Control of the Linear Regulator with Constant Disturbances***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-13, No. 4, August 1968, pp. 416-421

4. Johnson C. D. (1969), ***Final Report*** (for the period July 1968-Aug. 1969), NASA Contract #NAS8-21454/ Convair Division of General Dynamics, Huntsville Office, © NASA/MarshaU Space Flight Center in Huntsville, Alabama, Rpt. No. GDC DDF68-005 (Control No. DCN 1-8-75-00086, (IF) and S-I, Dated Aug. 1969; Chapter 4, "A Theory of Disturbance-Absorption for Dynamical Systems", pp. 68-92

5. Johnson C. D. (1970), ***Disturbance Absorbing Controllers, part 2***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 222

6. Johnson C. D. (1970), ***Disturbance Absorbing Controllers, part 3***, IEEE Trans on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 516

7. Johnson C. D. (1970), ***Further Comments on Optimal Control of the Linear Regulator with Constant Disturbances***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-15, No. 4, August 1970, pp. 516-518

8. Johnson C. D. (1970), ***Further Study of the Linear Regulator with Disturbances: The Case of Vector Disturbances Satisfying a Linear Differential Equation***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-15, No. 2, April 1970, pp. 222-228

9. Johnson C. D. (1971), ***Accommodation of Disturbances in Linear Regulator and Servo-Mechanism Problems***, IEEE Trans. on Automatic Control, (Special Issue on the "Linear- Quadratic-Gaussian Problem"), © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-16, No. 6, December 1971, (invited paper), pp. 635-644

10. Johnson C. D. (1971), ***Disturbance Absorbing Controllers, part 4***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 16, 635

11. Johnson C. D. (1972), ***Accommodation of Disturbances in Optimal Control Problems***, International Journal of Control, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Vol. 15, No. 2, 1972, pp. 209-231Also Proc. Third Southeastern Symposium on System Theory, Atlanta, GA, April 1971

12. Johnson C. D. (1972), ***Disturbance Absorbing Controllers, part 5***, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 17, 836

13. Johnson C. D. (1973), ***Stabilization of linear dynamical systems with respect to arbitrary linear subspaces***, Journal of Mathematical Analysis and Applications, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 44, Issue 1, October 1973, pp. 175-186

14. Johnson C. D. (1975), ***A Preliminary Study of Disturbance Absorbing Controllers***, © Redstone, Alabama, 1975, 198 p.

15. Johnson C. D. (1976), ***Theory of Disturbance Accommodating Controllers***, Chapter 7 in the book: Advances in Control and Dynamic Systems, Vol. 12, Edited by C. T. Leondes, © Academic Press, 1976, 198 p.

16. Johnson C. D. (2003), ***On the Theory of Discrete-Time Signals of the Discrete/Continuous Type***, Proc. of the 35th Southeastern Symposium on System Theory, © W. Virginia University, Morgantown, WV, March (2003), pp. 113-121

17. Mohadjer M., C. D. Johnson (1984), ***Load-frequency control with disturbance accommodation***, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, © 1984 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 6, Issue 3, July 1984, pp. 143-149

18. Zhu J., C. D. Johnson (1991), ***Unified canonical forms for matrices over a differential ring***, Linear Algebra and its Applications, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 147, March 1991, pp. 201-248

19. Nikolov E. (2010), ***Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems),*** Sofia 2010, © Technical University Sofia Press, 2010, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.

20. Nikolov E., D. Jolly, N. Nikolova, B. Benova (2005), ***Commande Robuste,*** Sofia 2005, © 2005 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-500-2, 216 p.

21. Nikolov E. (2004), ***Fractional Order Control Algorithms and Controllers***, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p

22. Nikolov E. (2004), ***Special mathematical functions and fractal operators***, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

23. Nikolov E. (2003), ***Applied Methods for Process Control - part I***, Sofia 2003, © 2003 Technical University Sofia Press, II-nd Edd., ISBN 954-438-334-4, 2003, 358 p.

Автор: Емил Николов, проф. дтн, д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*

Постъпила на 18.04.2013 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ФИЛТРИ В РЕПЕТИТИВНИТЕ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Нина Г. Николова

Резюме: *За подобряване на качеството и за противодействие на сигнални периодични смущения с предварително известен период на повторение в системите за управление могат да бъдат добавени ML-филтри (Memory Loop), двурежимни DML- филтри (Dual-mode Memory Loop) и филтри на нечетни хармоници OML- (odd-harmonic Memory Loop). В настоящата работа се предлагат и анализират модифицирани структури и на трите вида ML-контури с памет (Memory Loop).*

Ключови думи: *репетитивно управление, робастна устойчивост, робастно качество, филтри с памет*

FILTERS IN REPETITIVE CONTROL SYSTEMS

Nina G. Nikolova

Abstract: *For quality improvement and periodic perturbance suppression, assuming that the period of the perturbancies is known in control systems can be added Memory Loop (ML), Dual-mode Memory Loop (DML) and odd-harmonic Memory Loop (OML). In the present work are available and analyzed modified structures of the three types Memory Loop.*

Keywords: *Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Memory-loops*

1. Въведение

Репетитивното управление е пряко прилагане на принципа на вътрешния модел, когато звеното с чисто закъснение на ***ML***-филтъра **(*Memory Loop*)** [1]÷[4], [8]÷[12] е включено в обратна връзка, за да осигури висок коефициент на усилване на основната честота на кривата на заданието и нейните хармоници.

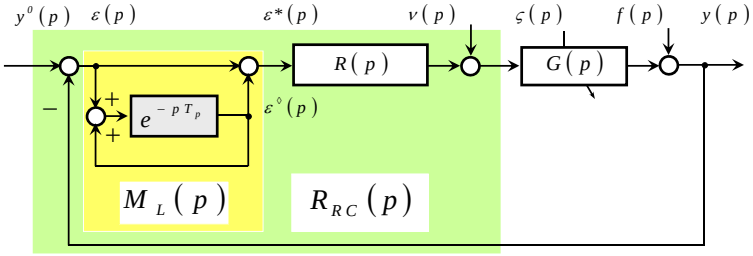
За приложения, при които желаната траектория е периодична и периодът на сигналите T_p е известен предварително, в сравнение с традиционните системи за управление с пропорционално-интегрални или пропорционално-интегрално-диференциални алгоритми, репетитивното управление предлага много предимства.

Режекторният (за честота $\omega_p = 2\pi / T_p$) филтър в системата към хармонични сигнали с период T_p, съдържа модел на закъснението e^{-pT_p} и „запаметява" честотата на режетирането ω_p. Известни са структурите на ковенционална система с

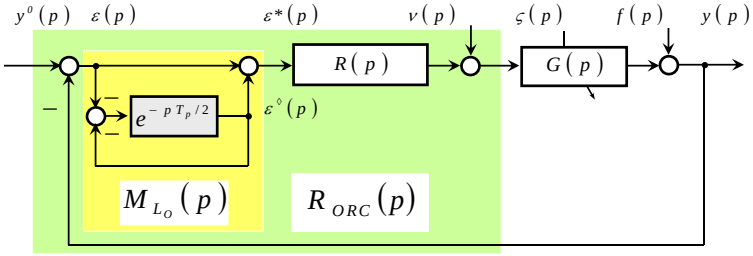
© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

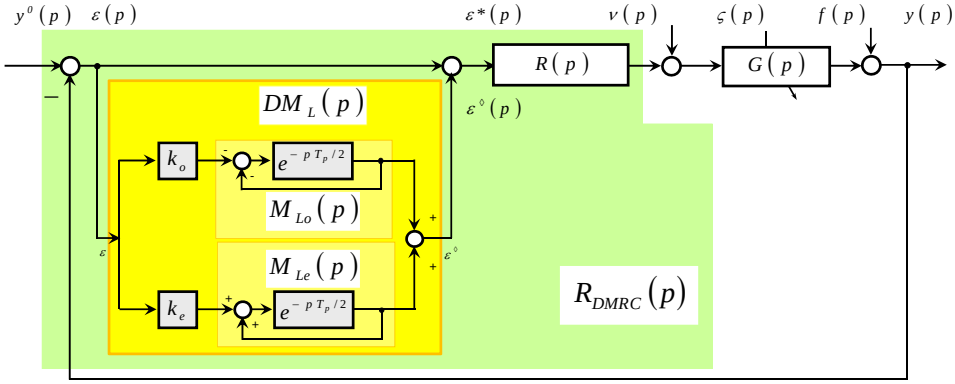
репетитивен регулатор R_{RC} (състояща се от базови регулатор R и ***ML***-контур M_L) - фиг.1, [1]÷[4], [8]÷[12], система с репетитивен регулатор R_{RCO} на нечетни хармоници (състояща се от базови регулатор R и ***ML***-контур M_{L_O}) - фиг.2, [1]÷[4], и двурежимна система с репетитивен регулатор R_{DMRC} (състояща се от базови регулатор R и ***DML***-контур DM_L) - фиг.3, [7], [13]÷[14].



Фиг.1



Фиг.2



Фиг.3

Конвенционалните репетитивни системи ***RC*** (***Repetitive Control***) (фиг.1) противодействат и на четните и на нечетните хармоници на сигналните смущаващи въздействия върху системите. За системи при които доминиращи са нечетните хармоници на сигналните смущения е препоръчително използването на репетитивен регулатор на нечетни хармоници ***ORC*** (***odd-harmonic Repetitive Control***) (фиг.2). При тези системи грешките от четните хармоници на смущенията са пренебрежимо малки и могат да бъдат приети като непериодични. Въпреки това грешките ще ги има и даже може да се усилват в процеса на работа на системата. В този случай е препоръчително да се използват двурежимните репетитивни системи ***DMRC*** (***Dual-mode Repetitive Control***) (фиг.3). Характерното за тях е, че основният ***ML***-контур се разделя на два отделни подконтура (единият филтриращ влиянието на четните, а другият - на нечетните хармоници). Чрез подбора на съотношението между коефициентите на двата подконтура може да бъде постигната корекция на грешката в ***DMRC*** системата.

За ***ML***-контура са в сила зависимостите (1)÷(5), като свойствата му се запазват независимо от точките на приложение на периодичните смущения (ν, f, y^0).

$$\varepsilon^*(p) = \varepsilon(p) + \varepsilon^{\Diamond}(p) \qquad (1) \qquad\qquad \frac{\varepsilon^{\Diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-pT_p}}{1-e^{-pT_p}} \qquad (2)$$

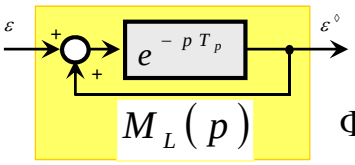
$$M_L(p) = \frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{1}{1-e^{-pT_p}} \qquad (3)$$

$$\Phi_{ML}(p) = \frac{y(p)}{y^0(p)} = \frac{1/\left(1-e^{-pT_p}\right)}{1 + 1/\left(1-e^{-pT_p}\right)} \qquad (4)$$

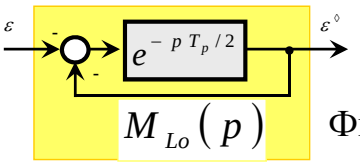
$$\lim_{\{p \to 0\}} \Phi_{ML}(p) = 1(p), \ \left(\Phi_{ML}(p) \cong 1(p)\right) \qquad (5)$$

Целта на настоящата разработка е да се предложи нова структура на усъвършенстван ***OML***- (***odd-harmonic Memory Loop***) филтър в системи за ***ORC*** (***odd-harmonic Repetitive Control***) репетитивно управление, които са с понижена чувствителност към флуктуациите на нечетните хармоници на периодичните сигнални смущаващи въздействия $v(p)$, $f(p)$, $y(p)$. Задачите, поставени в изпълнение на целта, са да се: анализират в сравнителен план ***ML***-структурите на филтри в ***RC*** (***Repetitive Control***), ***DMRC*** (***Dual-mode Repetitive Control***) и ***ORC*** (***odd-harmonic Repetitive Control***) репетитивни системи за управление и методите за усъвършенстване на структурата и на динамиката им.

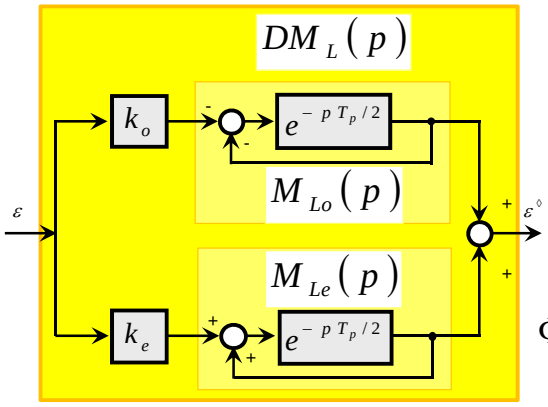
2. *ML*-, *OML*- и *DMML*-контури с памет в *DMRC* системи



Фиг.4.а



Фиг.4.б



Фиг.4.в

На фиг.4 са показани базовите ***ML***-филтри, за които са в сила зависимостите:

$$M_L(p) = \frac{\varepsilon^{\Diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-pT_p}}{1-e^{-pT_p}} = \frac{1}{e^{-pT_p}-1} \qquad (6)$$

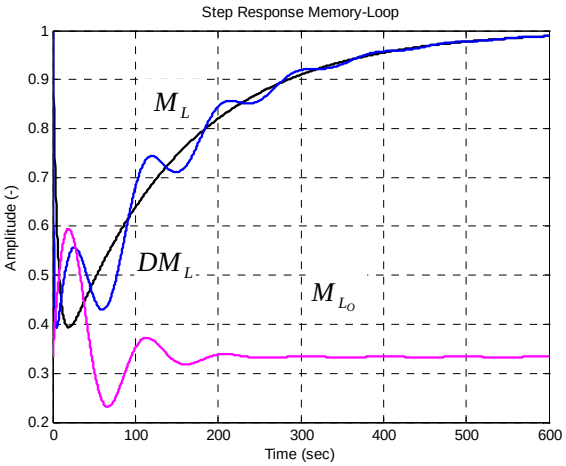
$$M_{L_O}(p) = \frac{\varepsilon^{\Diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-p\frac{T_p}{2}}}{1+e^{-p\frac{T_p}{2}}} = -\frac{1}{e^{-p\frac{T_p}{2}}+1} \qquad (7)$$

$$DM_L(p) = \frac{\varepsilon^{\Diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = k_e \frac{1}{e^{-p\frac{T_p}{2}}-1} - k_o \frac{1}{e^{-p\frac{T_p}{2}}+1} \qquad (8)$$

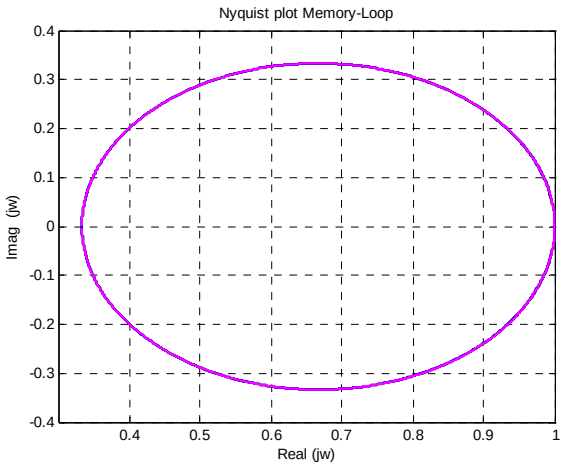
3. Анализ на свойствата на *ML*-, *OML*- и *DMML*-структурите

На фиг.8 в сравнителен план са дадени характеристиките на ***ML***-, ***OML***- и на ***DMML***-филтъра ($k_o = k_e = 0.5$). Свойствата на ***ML***-структурите се определят от следните динамични параметри**:** ● $\Delta\ \omega_i$ - размер на честотния диапазон на хоризонталния профил на характеристиката; ● $|M_L|$ - стойност на модула (9) на характеристиката за диапазона $\Delta\ \omega_i$ на хоризонталния профил, стойностите на които принципно са функция на ***ML***-структурата и на стойността на честотата на режетиране ω_p.

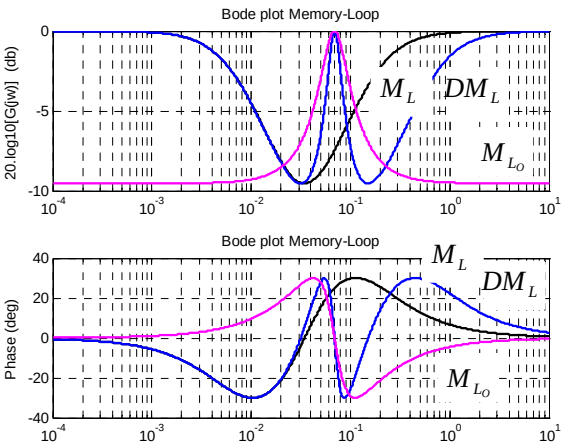
$$\left\{\begin{array}{ll} \dfrac{d\ \left|M_L\left(j\omega\right)\right|}{d\ \omega} = 0 & ,\ \forall\omega\ \in\ \Delta\ \omega_i\ ; \\ \left|M_L\left(j\omega\right)\right| = const\ \ <<<1 & ,\ \forall\omega\ \in\ \Delta\ \omega_i\ ; \\ \left|M_L\left(j\omega\right)\right| \equiv 1 & ,\ \forall\omega\ \in\ \left[0\ ,\ \omega_{b,i}\right],\ \forall\omega\ \in\ \left[\omega_{h,i}\ ,\ \infty\right); \\ \Delta\ \omega_i = \left[\ \omega_{b,i}\ ,\ \omega_{h,i}\right] & ,\ \left(\omega_{b,i} <\ \omega_p <\ \omega_{h,i}\right) \end{array}\right\} \qquad (9)$$



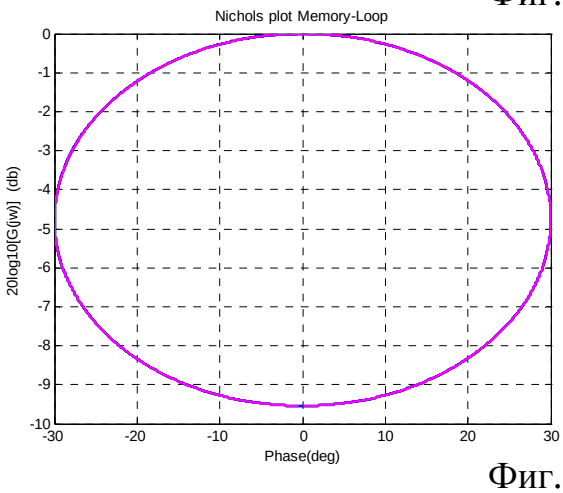
Фиг.8.а



Фиг.8.б



Фиг.8.в



Фиг.8.г

Филтрите по тези структури (фиг.4) са моделирани за период $T_p = 100\ s$, а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на ***Padé*** [5]÷[6]. Очевидно е, че точката $\omega = \omega_p$ от характеристиките на *ML*- и O*ML*-структурите се трансформира в честотен диапазон $\Delta\ \omega_i$ от характеристиката на *DMML*-филтъра. Отсичащите свойства на структурите, като лентови филтри, се

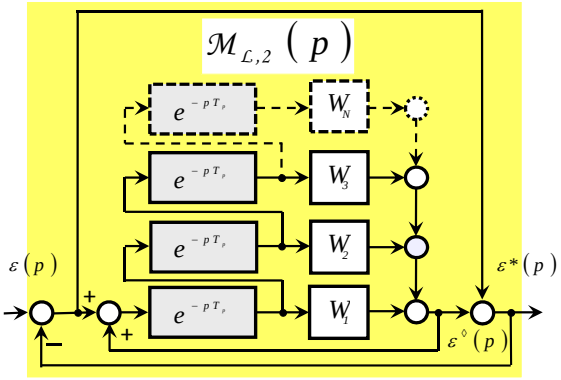
определят от модула $|M_L|$ на хоризонталния профил за честотен диапазон $\Delta\omega_i$. Той не се променя за ***ML***- и ***DMML***-филтрите.

4. Модифицирани *ML*-, *OML*- и *DMML*- структури

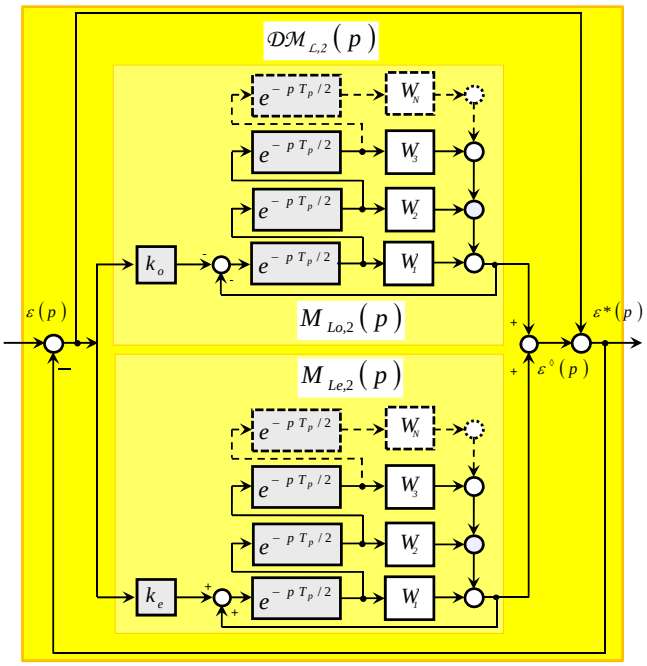
В литературата [8]÷[12] са познати и вариации на ***ML***-структурата, една от които е визуализирана на фиг.9. Тя ($\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}$ (10), (11)) се базира на видоизменения върху $\mathcal{M}_{\mathcal{L}}$, състоящи се в разширение на честотната му лента на отсичане чрез последователно-паралелно включване на m-броя ($m = 2,3,4,....$) звена със закъснение e^{-pT_p}.

$$\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(p) = \frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)} = \left(2 - \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-p\,k\,T_p}\right)^{-1} \tag{10}$$

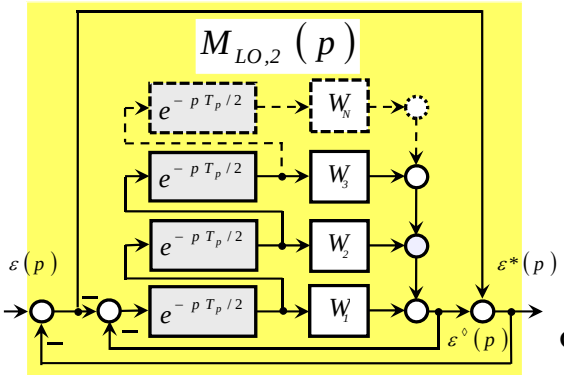
$$\sum_{k=1}^{m} |W_k(j\omega)| \equiv 1\,,\ \left(W_k(j\omega) = \kappa_k(j\omega T_k + 1)^{-1}\right) \tag{11}$$



Фиг.9



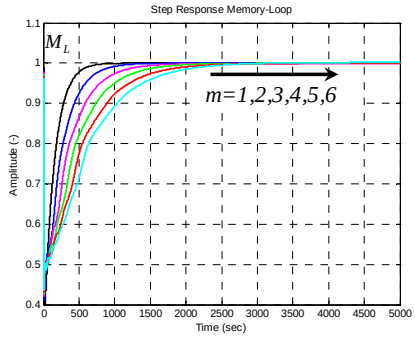
Фиг.10



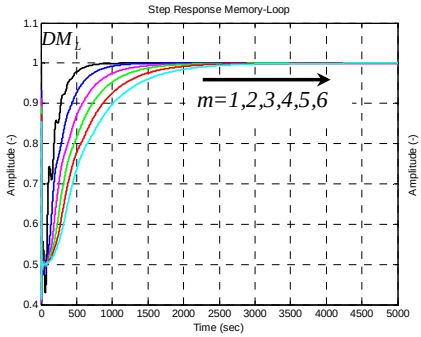
Фиг.11

Позната е и аналогична структура на ***DMML***-контура (фиг.10), [13]÷[14]. На тяхна база (фиг.9, фиг.10) е предложена и модифицирани структура на ***OML***-контура, визуализирана на фиг.11.

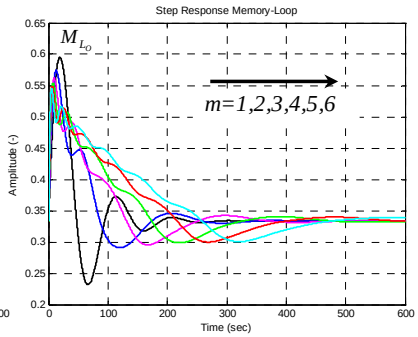
В сравнителен план са показани характеристиките на предложените модифицирани ***ML₂***- (фиг.12), ***DMML₂***- ($k_o = 0.5$, $k_e = 0.5$) (фиг.13) и ***OML₂***- (фиг.14) структури за период $T_p = 100\,s$, $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ звена със закъснение.



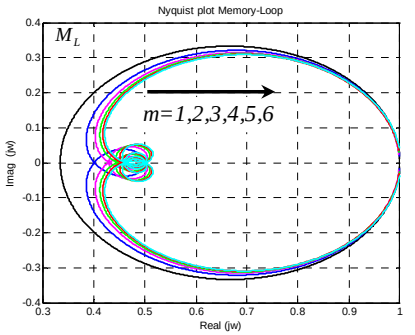
Фиг.12.а



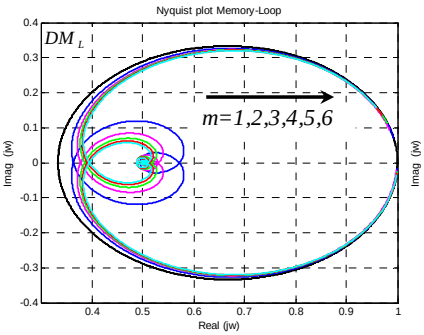
Фиг.13.а



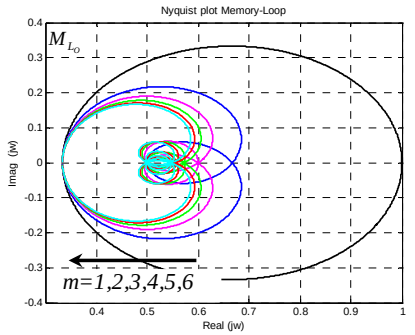
Фиг.14.а



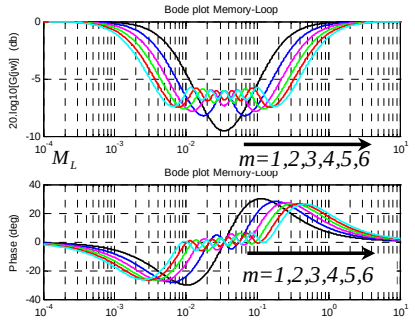
Фиг.12.б



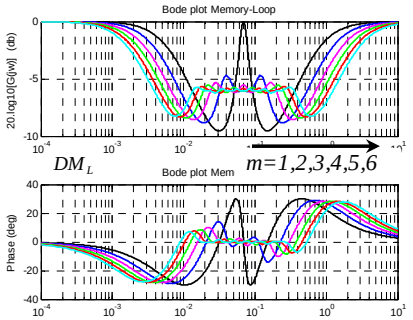
Фиг.13.б



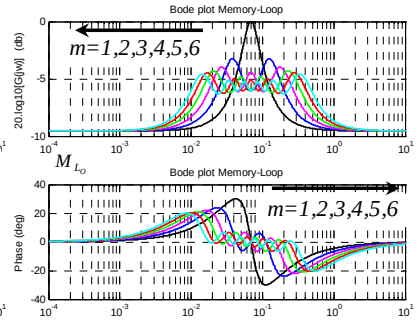
Фиг.14.б



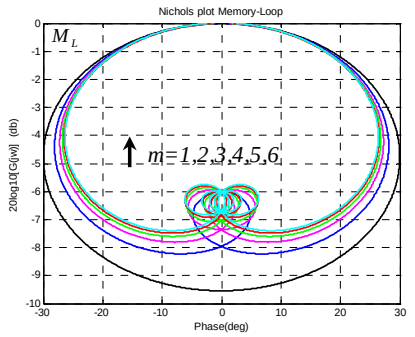
Фиг.12.в



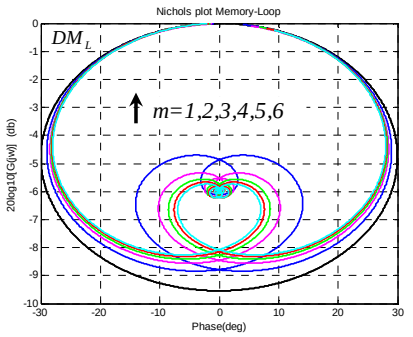
Фиг.13.в



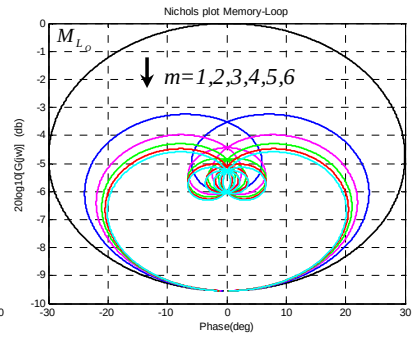
Фиг.14.в



Фиг.12.г



Фиг.13.г



Фиг.14.г

Въз основа на резултатите от изследванията (фиг.12÷фиг.14) могат да бъдат направени следните изводи:

- размерът на честотния диапазон $\Delta\,\omega$ е функция на използвания брой звена със закъснение, като размерът на $\Delta\,\omega_i$ расте с увеличаване на m;

- модулът на хоризонталния профил $\left| M_{L,2}(j\omega) \right|$ (9) за честотен диапазон $\Delta\omega_i$ е функция на броя звена със закъснение (намалява с увеличаването на броя звена e^{-pT_p}).

5. Заключение

В изпълнение на поставената цел в настоящата работа са решени задачите за: анализ на ***ML***-структурите на филтри в ***RC*** **(*Repetitive Control*), *DMRC* (*Dual-mode Repetitive Control*)** и ***ORC*** **(*odd-harmonic Repetitive Control*)** репетитивно управление и методите за усъвършенстване на структурата и на динамиката им.

Новото и оригинално, достигнато в работата, се определя с това, че са предложени:

- подход за анализ на системите за репетитивно управление чрез изследване динамиката на контурите с памет;

- структура на усъвършенствани ***ML***-контури, които са с понижена чувствителност към флуктуации на периода T_p на периодичните сигналните смущаващи въздействия $v(p)$, $f(p)$, $y(p)$, като е изследвана чувствителността на контура.

ЛИТЕРАТУРА

[1] 1. Dötch, H. G. M., Smakman, H. T., Van den Hof, P. M. J., & Steinbuch, M. Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720–1725

[2] Manayathara, Th. J., Tsao, T. -C., Bentsman, J., & Ross, D., Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4(3), 1996, 259–265

[3] Maarten Steinbuch, Repetitive control for systems with uncertain period-time, Automatica 38, 2002, 2103 – 2109

[4] Tsao, T. C., & Nemani, M. Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696–2699

[5] Николова Н., Е. Николов (2006), Рационални апроксимации на ирационални функции – I, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006 „20 Години Филиал на ТУ-София в Пловдив”, 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, ISSN 1310 - 8271, 5-35

[6] Николова Н., Е. Николов (2006), Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината „Приложни методи за управление на технологични процеси”, София 2006, © Изд. Технически Университет - София, ISBN-10: 954-438-579-7, ISBN-13: 978-954-438-579-8, 72 стр.

[7] Zhoua K., D. Wang, B. Zhang,Y. Wang, J. A. Ferreirac, S.W.H. de Haan (2007), Dual-mode structure digital repetitive control, Automatica 43, Journal of IFAC, 546-554

[8] Nikolova N., Nikolov E. (2007), $\mathcal{ML}$- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28

[9] Nikolova N. G., E. K. Nikolov (2007), $\mathcal{ML}$- Control Systems, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`07, Session "Control Power Plants and Systems", November 02-03, 2007, Stara Zagora, © 2007 Union of Automatics and Informatics, ISBN-10:954-9641-49-X, ISBN-13:978-954-49-3, 15-20

[10] Н. Николова (2011), Репетитивни робастни системи за управление на топлоенергийни обекти, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`11, Symposium "Control Power Plants and Systems", November 11-12, 2011, Bankia, © 2011 Union of Automatics and Informatics, ISBN-1313-2237, pp. 36-39

[11] Н. Николова (2011), Робастни $\mathcal{ML}$ системи за управление - част 1, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 изд. на Технически Университет - София, ISSN 1311-0829, 135-142

[12] Н. Николова (2011), Робастни $\mathcal{ML}$ системи за управление - част 2, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 изд. на Технически Университет - София, ISSN 1311-0829, 143-146

[13] Н. Николова (2012), Филтри в двурежимни репетитивни системи, Годишник на Технически Университет-София, Том 62, книга 2, Международна Конференция Автоматика'2012, ФА, юбилей "50 Години обучение по Автоматика", 1 - 4 юни 2012 г., Созопол, България, ISSN 1311-0829, 127-136

[14] Н. Николова (2012), Двурежимни репетитивни системи, Годишник на Технически Университет-София, Том 62, книга 2, Международна Конференция Автоматика'2012, ФА, юбилей "50 Години обучение по Автоматика", 1-4 юни 2012 г., Созопол, България, ISSN 1311-0829, 137-146

Автор: Нина Г. Николова, доцент, д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg*

Постъпила на 24.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Нина Г. Николова

Резюме: *Репетитивното управление е ефективна стратегия за противодействие на сигнални периодични смущения чрез филтриране на тяхното въздействие върху системата за управление, ако се знае точната стойност на техния период. За подобряване на качеството могат да бъдат използвани конвенционални (RC), двурежимни (DMRC) и репетитивни системи на нечетни хармоници (ORC). В настоящата работа се предлагат и анализират и трите вида робастни репетитивни системи за управление с модифицирани структури на ML-контури с памет (Memory Loop).*

Ключови думи: *робастно репетитивно управление, робастна устойчивост, робастно качество, репетитивно управление, двурежимни репетитивни системи, репетитивни системи на нечетни хармоници.*

INVESTIGATION OF REPETITIVE CONTROL SYSTEMS

Nina G. Nikolova

Abstract: *Repetitive Control is an effective strategy for periodic perturbance suppression, filtering their influences over the whole control system, assuming that the period of the perturbancies is known. For quality improvement (error cancelation and accuracy improvement) dual-mode repetitive control systems can be used (DMRC - Dual-mode Repetitive Control). In the present work all the three types of repetitive robust control systems with modified structures of memory-loops are proposed and analyzed.*

Keywords: *Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Repetitive Control, Dual-mode Repetitive Control, odd-harmonic Repetitive Control*

1. Въведение

Репетитивното управление ***RC*** (***Repetitive Control***) с ***ML***-филтър (***Memory Loop***) [1]÷[4], [7]÷[14], осигуряващо висок коефициент на усилване на основната честота на кривата на заданието и нейните хармоници, се прилага в случаите, когато желаната траектория е периодична и периодът на сигналите T_p е известен предварително. В сравнение с традиционните системи за управление с пропорционално-интегрални или пропорционално-интегрално-диференциални алгоритми, репетитивното управление предлага много предимства. На първо място методът за управление не изисква първоначалното състояние, да се нулира в началото на всяка итерация от процеса, което опростява изпълнението. На второ

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

място, в сравнение с моделно базираните подходи, репетитивният не изисква точно моделиране на обекта. Трето - вграденият механизъм на обратна връзка осигурява робастност при репараметризация, причинена например от застаряване или промени в температурата. Накрая, цифровото репетитивно управление лесно да се прилага в хардуери за високоскоростно измерване на данни и управление. А информационни масиви, съдържащи програмируема цифрова логика, могат да се възползват от него за по-точно управление.

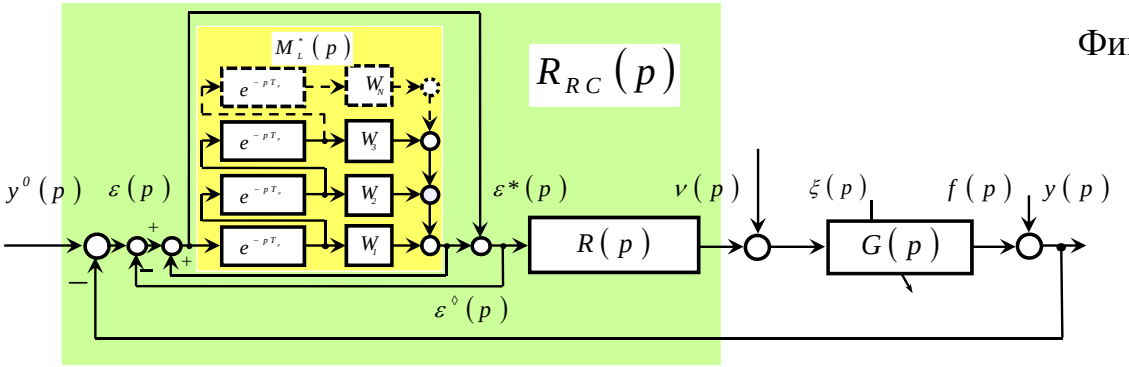
Конвенционалните репетитивни системи ***RC*** (***Repetitive Control***) [1]÷[4] противодействат и на четните, и на нечетните хармоници на сигналните смущаващи въздействия върху системите. За системи, при които доминиращи са нечетните хармоници на сигналните смущения, е препоръчително използването на репетитивен регулатор на нечетни хармоници ***ORC (odd-harmonic Repetitive Control***) [1]÷[4]. Често се препоръчва използването на двурежимни репетитивни системи ***DMRC*** (***Dual-mode Repetitive Control***) [7], [13]÷[14]**,** в които чрез подбора на съотношението между коефициентите на двата подконтура на филтъра може да бъде постигната корекция на грешката в ***DMRC*** системата.

Целта на настоящата разработка е да се предложи нов клас системи за ***ORC (odd-harmonic Repetitive Control***) репетитивно управление с усъвършенстван ***OML-*** (***odd-harmonic Memory Loop***) филтър, които са с понижена чувствителност към флуктуациите на нечетните хармоници на периодичните сигналните смущаващи въздействия $\nu(p)$, $f(p)$, $y(p)$.

Задачите, поставени в изпълнение на целта, са да се: анализират в сравнителен план ***RC*** (***Repetitive Control***), ***DMRC*** (***Dual-mode Repetitive Control***) и ***ORC (odd-harmonic Repetitive Control***) репетитивните системи за управление и да се докажат техните робастни свойства.

2. Структури на репетитивни системи за управление

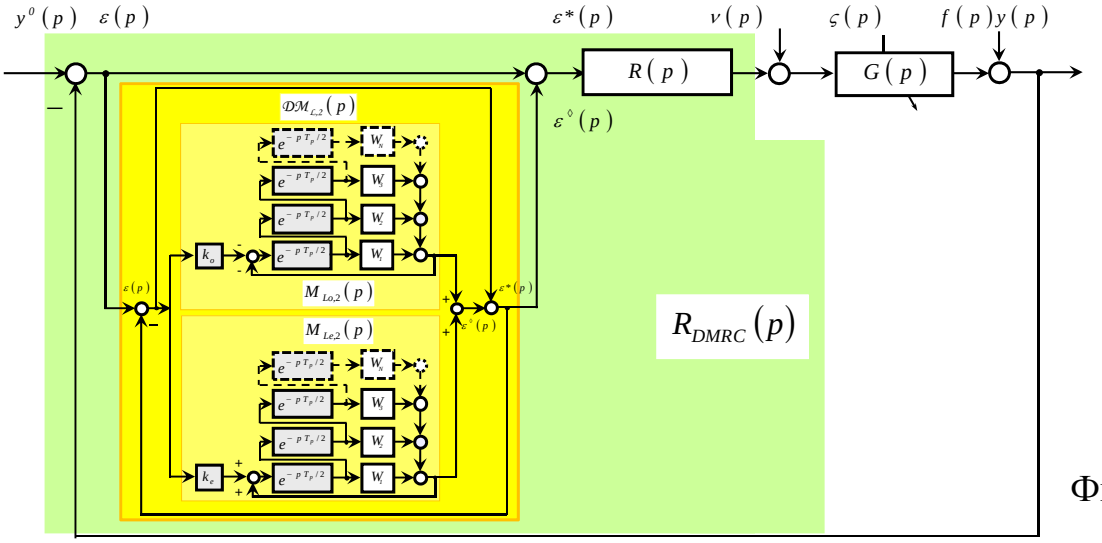
На фиг.1 е показана структурата на репетитивна система за управление (***RC***), а на фиг.2 на двурежимна репетитивна система за управление (***DMRC***) с модифициран ***DML***-контур.



Фиг.1

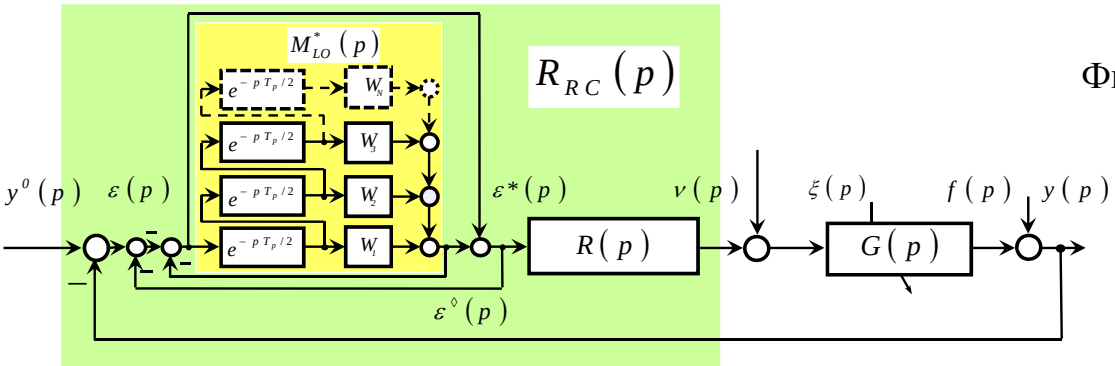
Характерното за тях е, че използват видоизменения върху $\mathcal{DM}_L$, състоящи се в разширение на честотната му лента на отсичане чрез последователно-паралелно включване на m-броя ($m = 1,2,3,4,....$) звена със закъснение e^{-pT_p}. За филтъра е в сила зависимостта (1).

$$\left\{\begin{array}{ll} \dfrac{d\,\left|M_L\left(j\omega\right)\right|}{d\,\omega} = 0 & ,\forall\omega \in \Delta\,\omega_i\,; \\ \left|M_L\left(j\omega\right)\right| = const \;\; <<< 1 & ,\forall\omega \in \Delta\,\omega_i\,; \\ \left|M_L\left(j\omega\right)\right| \equiv 1 & ,\forall\omega \in \left[0\,,\,\omega_{b,i}\right],\forall\omega \in \left[\omega_{h,i}\,,\,\infty\right); \\ \Delta\,\omega_i = \left[\,\omega_{b,i}\,,\,\omega_{h,i}\right] & ,\left(\omega_{b,i} < \;\omega_p < \;\omega_{h,i}\right) \end{array}\right\} \qquad (1)$$



Фиг.2

Аналогично на тези две структури е предложен нов клас структура (фиг.3) на ***ORC*** репетитивна система за управление.



Фиг.3

3. Ефективност на *ML*-структурите

Структурите на репетативните системи системите за управление ще бъдат изследвани, като се сравнят:

●някои от основните им показатели на качество (по между им и с тези на „класическата” система със стандартен регулатор);

●робастните им свойства.

За оценка на качеството на системите върху конкретен числен пример на индустриален обект (зададен с номиналния $G*$ (2) и със смутения на най-горна граница $G^{\blacksquare}$ (3) модели) при критерий критично-апериодичен преходен процес, период $T_p = 400\ s$ на сигналните смущения са проектирани:

●***a***● система със стандартен ***PID***-регулатор (4);

●***b***● репетитивни (фиг.1) системи с ***PID***-регулатор (4) и модифицирани ***ML*** -структури (7) за $T_p = 100\,s$, с апроксимация на закъснението с крайно-мерен симетричен ред на Pade (8) [6] и $m = 1$ последователно-паралелни звена със закъснение e^{-pT_p};

●***c***● двурежимни репетитивни системи (фиг.2) с ***PID***-регулатор (4) и модифицирани ***DML***-структури (5)÷(6), за $T_p = 100\,s$, с апроксимация на закъснението с крайно-мерен симетричен ред на Pade (8), $m = 1$ и коефициенти $k_o = 0.5$, $k_e = 0.5$;

●***d***● репетитивни (фиг.3) системи на нечетни хармоници с ***PID***-регулатор (4) и модифицирани ***OML*** -структури (5) за $T_p = 100\,s$, с апроксимация на закъснението с крайно-мерен симетричен ред на ***Pade*** (8) [6] и $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ последователно-паралелни звена със закъснение e^{-pT_p}.

$$G^*(p) = 0{,}15\,(1+4p)^{-1} e^{-10p} \qquad (2) \qquad\qquad G^{\blacksquare}(p) = 0{,}24\,(1+3p)^{-1} e^{-10p} \qquad (3)$$

$$R(p) = 2{,}35\,(1+8p)(2p+1)(8p(0.4p+1))^{-1} \qquad (4)$$

$$M_{Lo,2}(p) = -k_o \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-pkT_p/2} \left(1 + \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-pkT_p/2}\right)^{-1} \qquad (5)$$

$$M_{Le,2}(p) = k_e \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-pkT_p/2} \left(1 - \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-pkT_p/2}\right)^{-1} \qquad (6)$$

$$M_{L,2}(p) = \left(2 - \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-pkT_p}\right)^{-1} \qquad (7)$$

$$e^{-p\tau} \mathrel{\hat{=}} R_{n,n}^{(\tau)}(p) = \frac{\sum_{k=0}^{n} \frac{(-1)^k\,\Gamma(2n-k+1)\,\Gamma(n+1)}{\Gamma(2n+1)\,\Gamma(k+1)\,\Gamma(n-k+1)} (p\tau)^k}{\sum_{k=0}^{n} \frac{\Gamma(2n-k+1)\,\Gamma(n+1)}{\Gamma(2n+1)\,\Gamma(k+1)\,\Gamma(n-k+1)} (p\tau)^k} \qquad (8)$$

Синтезираните системи по "***a, b, c, d***" са моделирани. Моделите са симулирани паралелно, а резултатите са показани както следва на:

● фиг.4 - паралелно времевите и честотни характеристики за "***d***" с отчитане на (2);

● фиг.5 - паралелно времевите и честотни характеристики за "***d***" с отчитане на (3);

● фиг.6 - паралелно времевите и честотни характеристики за "***a, b, c, d***" (вариант "***d***" е с $m = 1$) с отчитане на (2);

● фиг.7 - паралелно времевите и честотни характеристики за "***a, b, c, d***" (вариант "***d***" е с $m = 1$) с отчитане на (3).

По отношение на устойчивостта, ***резултатите*** (фиг.6 и фиг.7) ***потвърждават*** предимството на ***ORC*** репетитивните пред стандартните ***RC*** и ***DMRC*** системи, като намалява времето за регулиране t_p. За ***ORC*** системите броят на използва-

ните звена със закъснение m се отразява осезаемо върху устойчивостта на системата - с увеличаване m устойчивостта намалява (фиг.4 и фиг.5).

За всяка една от системите с отчитане на зависимостите (2)÷(3) също така е:

●***проведен Nyquist***-робастен анализ по характеристиките на отворените ***"a, b, c, d"*** системи и са доказани робастната устойчивост и робастното качество на репетитивните системи (фиг.8.a). Вариациите на G са причината за промени в характеристиката на системата, моделирани с функционалното множество Π (10).

Системата е робастно устойчива за целия диапазон Π (10) на вариациите ΔG, ако множество $\pi(j\omega)$ (13), съответстващо на Π, не обхваща $(-1, j\,0)$ точката за нито една стойност на честотата ω в диапазона $\omega \in [0,\infty)$. Това е възможно само в случаите, за които разстоянието от коя и да е точка $\omega = \omega_i$ на $W^*(j\omega)$, определено с $|1+G^*(\omega_i)\,R(\omega_i)|$, до точката $(-1, j\,0)$ е по-голямо от радиуса $r^0(\omega_i)$ (12).

$$\Pi(j\omega)=\left\{\begin{array}{l}\Delta G(j\omega):\left|G(j\omega)-G^*(j\omega)\right|\le \bar{\ell}_a(\omega),\ (\omega\in[0;\infty)) \\ \Delta G(j\omega):\dfrac{\left|G(j\omega)-G^*(j\omega)\right|}{\left|G^*(j\omega)\right|}\le \bar{\ell}_m(\omega),\ \left(\bar{\ell}_m(\omega)=\dfrac{\bar{\ell}_a(\omega)}{\left|G^*(j\omega)\right|}\right)\end{array}\right\} \tag{10}$$

$$\pi(j\omega)\in \mathcal{W}(j\omega),\ (\omega\in[0;\infty)) \tag{11}$$

$$r^0(\omega_i)=\left|\,l_a(\omega_i)\,R(\omega_i)\,\right|=\left|\,l_m(\omega_i)\,R(\omega_i)\,G^*(\omega_i)\right| \tag{12}$$

$$\pi^0(j\omega_i)=\left\{\begin{array}{l}\mathrm{Re}^0(\omega_i)=\mathrm{Re}^*(\omega_i)+r(\omega_i)\cos\Omega,\ (\Omega\in[0,\infty)) \\ \mathrm{Im}^0(\omega_i)=\mathrm{Im}^*(\omega_i)+r(\omega_i)\sin\Omega,\ (\Omega\in[0,\infty))\end{array}\right. \tag{13}$$

Изискването за постигане на робастна устойчивост на системата към всички точки от $\pi(j\omega)$ (11) за тези случаи, са отразени с (14), (15) (фиг.5.a) за вариациите (2)÷(3)

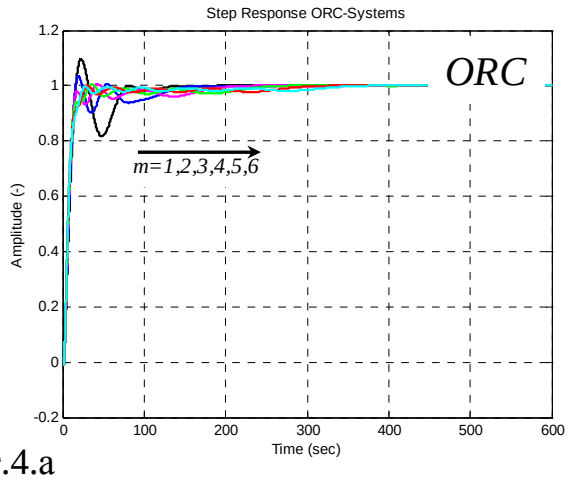
$$|1+G^*(\omega)\,R(\omega)| \;>\; r^0(\omega),\ \forall\omega \tag{14}$$

$$|1+G^*(\omega)\,R(\omega)| \;>\; |G^*(\omega)\,R(\omega)|\;\bar{\ell}_m(\omega),\ \forall\omega \tag{15}$$

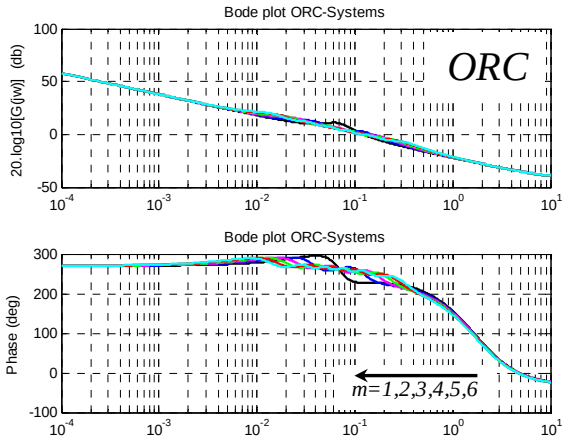
●***проведен*** и робастен анализ по характеристиките на чувствителността на затворените ***"a, b, c, d"*** системи и за вариациите (2)÷(3) са доказани робастната устойчивост и робастното качество на репетитивните системи с модифицирани ***ML***-структури (фиг.5.b). Затворените системи са робастно устойчиви и с робастно качество, ако са изпълнени изискванията към функциите на чувствителността e^* и на допълнителната чувствителност η^* (16),(17):

$$|\eta^*(\omega)|\;\bar{\ell}_m(\omega)<1\ ,\ \forall\omega \tag{16}$$

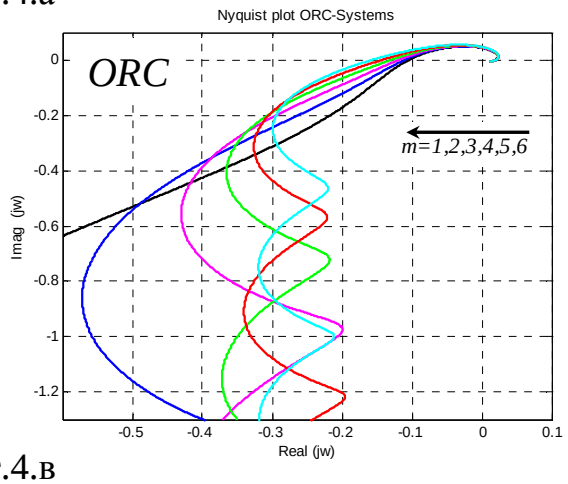
$$|\eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)|\;+\;|e^*(\omega)\,v(\omega)|<1\ ,\ \forall\omega \tag{17}$$



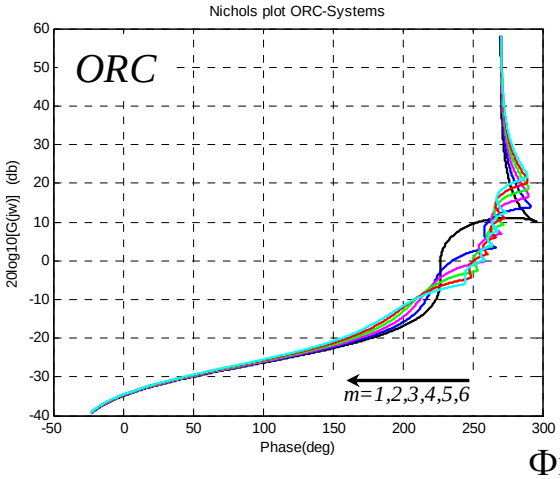
Фиг.4.а



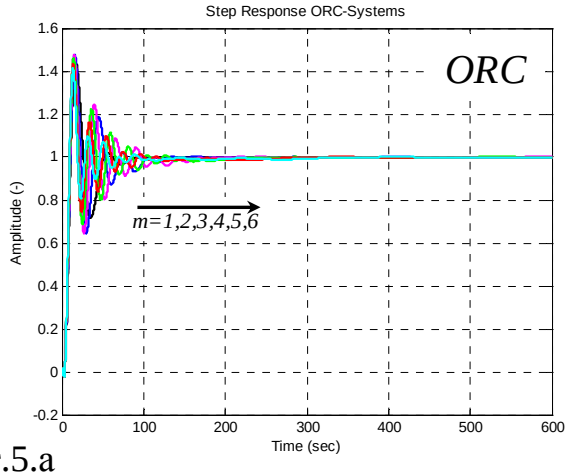
Фиг.4.б



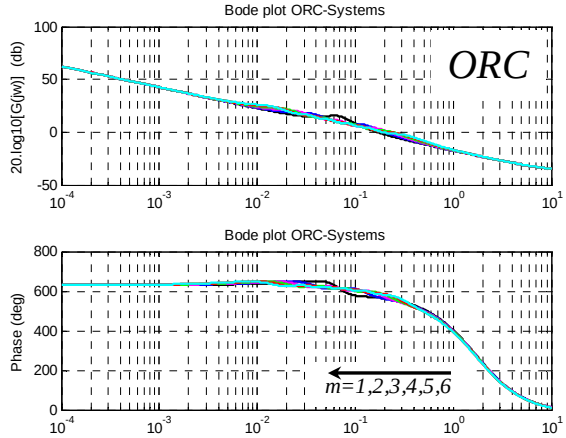
Фиг.4.в



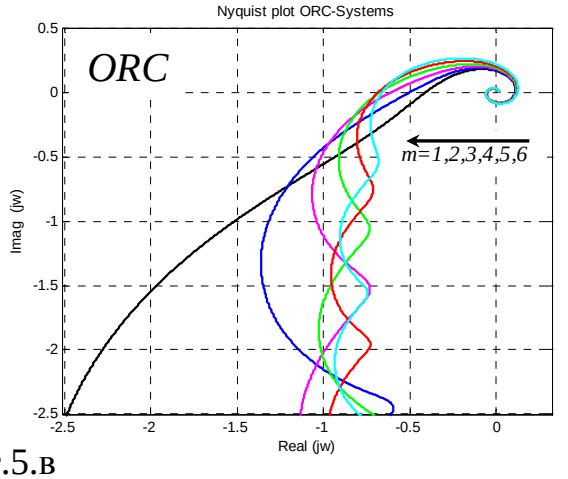
Фиг.4.г



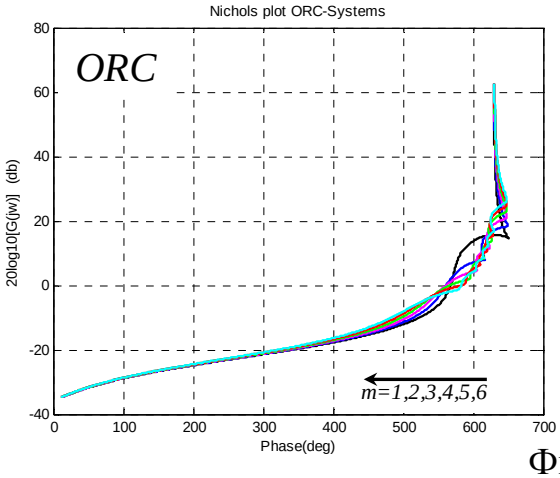
Фиг.5.а



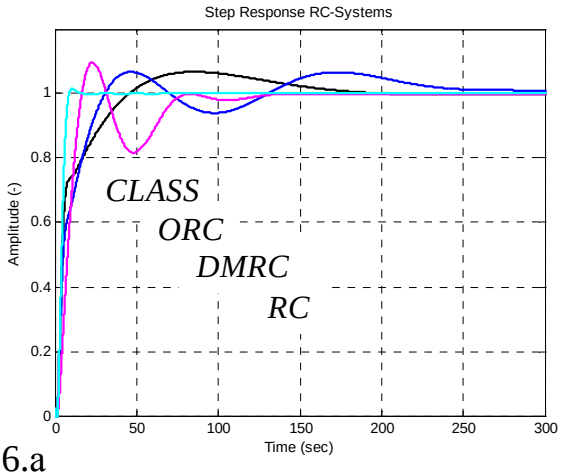
Фиг.5.б



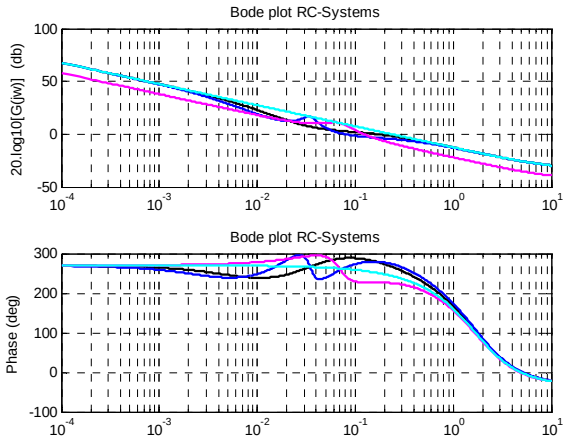
Фиг.5.в



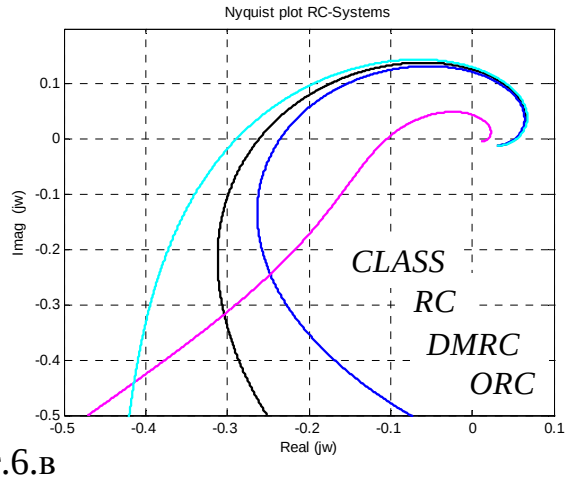
Фиг.5.г



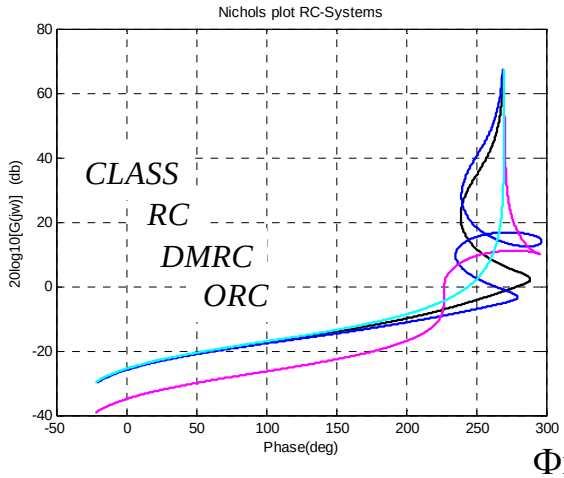
Фиг.6.а



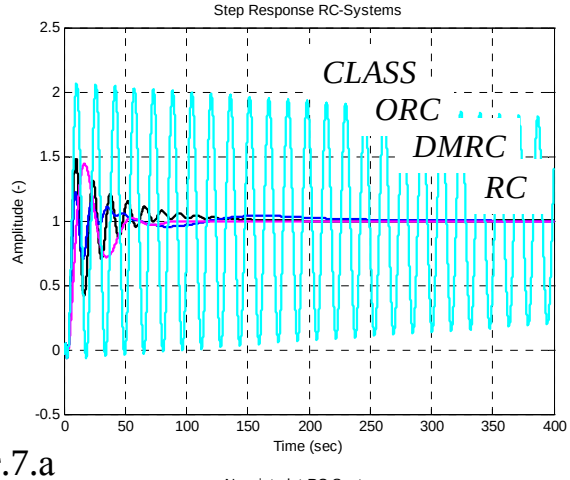
Фиг.6.б



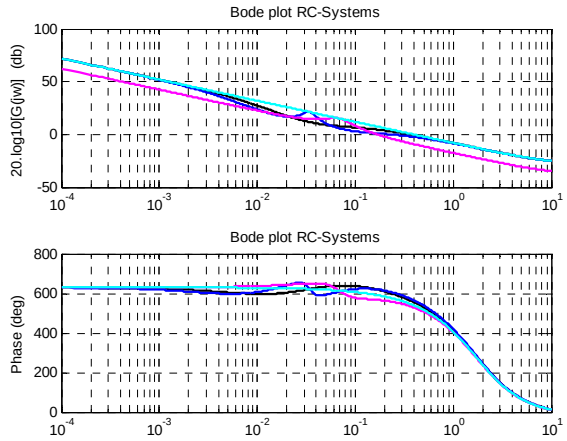
Фиг.6.в



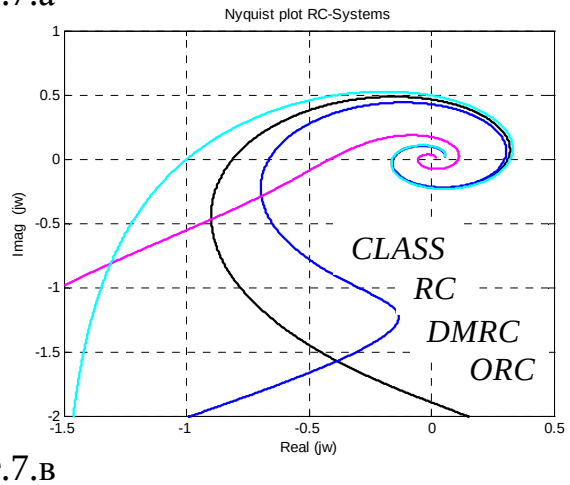
Фиг.6.г



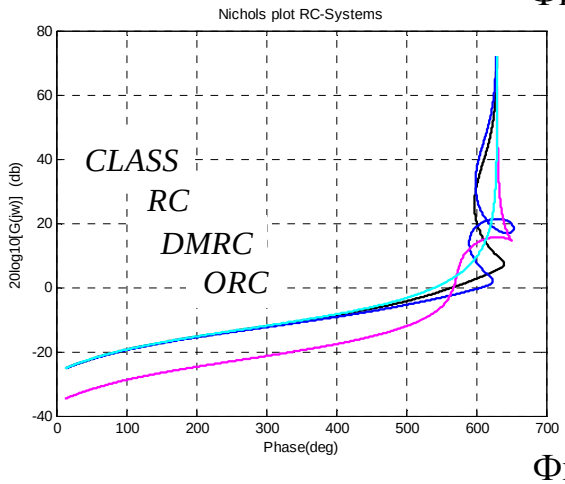
Фиг.7.а



Фиг.7.б

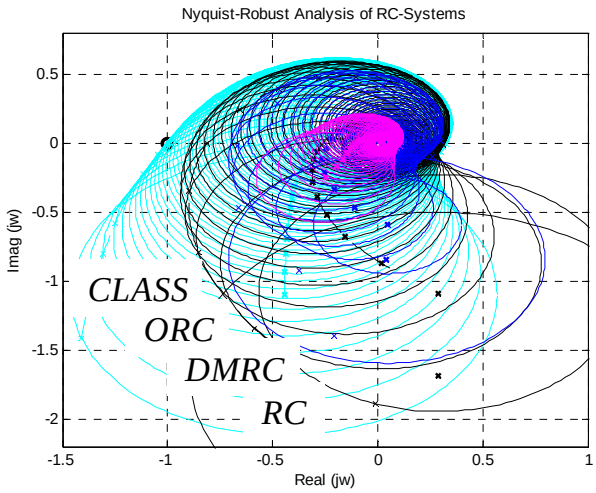


Фиг.7.в

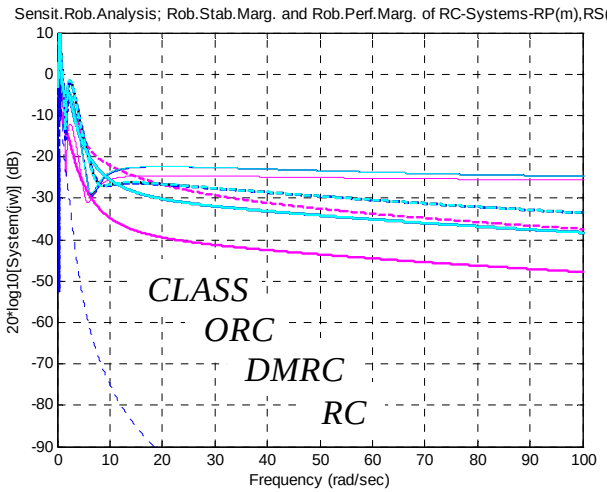


Фиг.7.г

Резултатите (фиг.5) ***доказват***, че в зададената с (2)÷(3) област ***RC*** (фиг.1)**,** ***DMRC*** (фиг.2) и ***ORC*** (фиг.3) репетитивните системи ***"b,c,d"*** удовлетворяват изискванията (14)÷(17) и са робастно устойчиви и с робастно качество. Системата ***"a"*** със стандартен ***PID***-регулатор (4) доказано не удовлетворява изискванията (14)÷(17). Това е съществено предимство на репетитивните системи и потвърждение, че с помощта на предложените ***ML-, DML-*** и ***OML***-структури репетитивните ***"b, c, d"*** са приведени в класа на системите с робастни свойства.



Фиг.5.а



Фиг.5.б

4. Заключение

Претенциите на разработката се изразяват в постигнатите оригинални и нови резултати, методи и доказателства, предоставящи рационални решения в развитието и приложението на системите за репетитивно управление, като**:**

●Доказана е ефективността на предложените модифицирани ***ORC*** системи чрез:

- сравнителна оценка с ***RC, DMRC, ORC*** и системата със стандартен ***PID***-регулатор на количествените й показатели на качеството;

- доказателство на робастните свойства;

при едни и същи други условия;

●Решени са множество числени примери, потвърждаващи работоспособността на предложените методи за проектиране на системите за репетитивно управление, използващи модифицирани ***ML-, DML-*** и ***OML***-филтри с памет.

ЛИТЕРАТУРА

[1] 1. Dötch, H. G. M., Smakman, H. T., Van den Hof, P. M. J., & Steinbuch, M. Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720–1725

[2] Manayathara, Th. J., Tsao, T. -C., Bentsman, J., & Ross, D. Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4(3), 1996, 259–265

[3] Maarten Steinbuch. Repetitive control for systems with uncertain period-time Automatica 38, 2002, 2103 – 2109

[4] Tsao, T. C., & Nemani, M. Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696–2699

[5] Николова Н., Е. Николов (2006), Рационални апроксимации на ирационални функции – I, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006 „20 Години Филиал на ТУ-София В Пловдив”, 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, ISSN 1310 - 8271, 5-35

[6] Николова Н., Е. Николов (2006), Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината „Приложни методи за управление на технологични процеси”, София 2006, © Изд. Технически Университет София, ISBN-10: 954-438-579-7, ISBN-13: 978-954-438-579-8, 72 стр.

[7] Zhoua K., D. Wang, B. Zhang,Y. Wang, J. A. Ferreirac, S.W.H. de Haan (2007), Dual-mode structure digital repetitive control, Automatica 43, Journal of IFAC, 546-554

[8] Nikolova N., Nikolov E. (2007), $\mathcal{ML}$- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28

[9] Nikolova N. G., E. K. Nikolov (2007), $\mathcal{ML}$- Control Systems, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`07, Session “Control Power Plants and Systems”, November 02-03, 2007, Stara Zagora, © 2007 Union of Automatics and Informatics, ISBN-10:954-9641-49-X, ISBN-13:978-954-49-3, 15-20

[10] Н. Николова (2011), Репетитивни робастни системи за управление на топлоенергийни обекти, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`11, Simposium “Control Power Plants and Systems”, November 11-12, 2011, Bankia, © 2011 Union of Automatics and Informatics, ISBN-1313-2237, pp. 36-39

[11] Н. Николова (2011), Робастни $\mathcal{ML}$ системи за управление - част 1, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 135-142

[12] Н. Николова (2011), Робастни $\mathcal{ML}$ системи за управление - част 2, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 143-146

[13] Н. Николова (2012), Филтри в двурежимни репетитивни системи, Годишник на Технически Университет-София, Том 62, книга 2, Международна Конференция Автоматика'2012, ФА, юбилей "50 Години обучение по Автоматика", 1 - 4 юни 2012 г., Созопол, България, ISSN 1311-0829, 127-136

[14] Н. Николова (2012), Двурежимни репетитивни системи, Годишник на Технически Университет-София, Том 62, книга 2, Международна Конференция Автоматика'2012, ФА, юбилей "50 Години обучение по Автоматика", 1 - 4 юни 2012 г., Созопол, България, ISSN 1311-0829, 137-146

Автор: Нина Г. Николова, доцент, д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg*

Постъпила на 24.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МОДЕЛИ НА ТРАНСПОРТНИЯ ТРАФИК В АВТОМАГИСТРАЛИ -част I

Василка Стоилова

Резюме- *Направен е обзор на математически модели и формални апарати на прилагани при формализация на процеси в транспортен трафик. Тези формални модели се използват при дефиниране и решаване на задачи за управление на транспортни потоци с различни приложения.Моделите са класифицирани според различни прилагани критерии.*

Ключови думи- *Транспортен трафик, модели на транспортния трафик*

TRAFFIC MODELS -Part I

Vassilka Stoilova

Abstract- *An overview is presented concerning the different mathematical models and formal relations used for the formalization of the system behavior in transport flows. These formal models are implemented for the definition and solution control problems for traffic flows with various applications. The models are classified applying several sets of criteria.*

Keywords- *Transport traffic, traffic models*

Въведение

Транспортните потоци, към които се отнася и транспортния трафик в автомагистрали, са сложни системи, за чието формализиране се прилагат различни модели и формални апарати. Областта на приложение на моделите влияе върху конкретния избор на прилагани зависимости.

В настоящия обзор, цел на настоящата разработка, е направена класификация на прилаганите формални модели използвани в областта на транспортни системи. Работата е представена в две неразривно свързани части. Това е първата, която съдържа: въведението; класификацията на моделите според: нивото на детайлизиране, типа на променливите, функционалността на моделите, начина на представяне на физическите процеси, други критерии; анализа на микроскопичните, мезоскопичните, макроскопичните модели от първи ред. Втората част е посветена на: анализа на макроскопичните от втори ред и хидродинамичните модели; анализ и литература.

Систематизираните модели са оценявани според избраните критерии: ниво на детайлизиране; типа на променливите; функционалността; начина на представяне на физическите процеси; други критерии;

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. Класификация на видовете модели на трафика в автомагистрали

2.1. Класификация на моделите според нивото на детайлизиране

Нивото на детайлизация на моделите на транспортния трафик, е един от най-често използваните методи за разграничаване на различните модели

- *Макроскопични модели*: базира се на потока на флуиди.
- *Мезоскопични модели*: разглежда динамиката на група от превозни средства.
- *Микроскопичен модел*: базира се на динамиката на индивидуалните превозни средства.

2.2. Класификация според типа на променливите

Според типа на променливите, използвани в математическото описание моделите са *непрекъснати* и *дискретни*. Непрекъснатите модели се дефинират в като непрекъснати функции на времето[Lighthill 1955], [Payne 1971], [Helbing 1995], [Hoogendoorn 2001]. Независимо от аналитичното им описание тези модели са сложни за решаване и прилагане за цели на управление в реално време. Затова аналитичните модели се дискретизират и такива дискретни модели са използвани в работите на [Daganzo 1994, 1995c], [Wolf 1999], [Helbing 1999c]. Особеност на дискретните модели е, че при тях се използват числени итеративни изчислителни алгоритми. Прилагат се и смесени модели (полудискретни) [Smulders 1990].

2.3. Класификация според функционалността на моделите

Функционалността на моделите се дефинира според вида на получаваното решение: *аналитично решение* или *програмно симулирано решение*. Аналитичните решения имат вида на система линейни или нелинейни уравнения, които описват динамиката на системата като функция на времето. Аналитичните модели [Awashti 2004] представят комбинация на променливи на състоянието и на управлението, критерии и зависимости между тези елементи. Обикновено при управлението се прилага само един критерии, а останалите се отчитат под формата на условия и ограничения. Аналитичните модели целят да се намери зависимостта между променливите на състоянието и управлението. Симулираните програмни решения прилагат числени аналитични зависимости, но изпълнявани в случаен ред съгласно програма за симулация. Програмните системи повтарят по програмен път явленията в транспортните системи, събират статистика за брой и вид възникнали събития и предоставят статистически анализ за появата на такива събития. Чрез тях се подпомага прякото тестване на управляващи алгоритми без тези алгоритми да са използвани в реални транспортни системи.

2.4. Класификация според начина на представяне на физическите процеси

Формалното описание на трафика, разглеждан като процес за управление може да се представи формално като *детерминиран* или *стохастичен* процес. Детерминирания подход се основава на точни зависимости, описващи състоянието на обекта.Не се отчитат появата на случайни смущения и въздействия върху транспортната система това позволява да се намират точни зависимости между параметрите на системата, но това не отразява повечето реални условия. В прак-

тиката транспортните системи винаги са под въздействие на случайни явления: изменение в трафика поради инцидент промяна на атмосферни условия и др. За отчитане на случайни смущения се прилагат стохастични модели. При стохастичния подход се отчитат присъствия на случайни променливи, които имат силно влияние върху поведението на системата.

2.5. Класификация според други критерии

Според [De Schutter 1999] основно се прилагат *статични* и *динамични* модели на поведението на трафика. Статичните модели отчитат, че променливите на потока са константни поне за един интервал на разглеждане. Динамичността на системите се отчита неявно. Променливите на системата независимо,че зависят от времето, за определен интервал от време тези променливите се считат като постоянни по стойност. Така динамичните системи се разглеждат по части във времето като статични.Това намалява изчислителната сложност на динамичните модели. Ако се разглеждат детайли на обекта тези модели могат да са *хомогенни* и *хетерогенни*. За хомогенните модели не е необходимо да се опростяват тъй като взаимодействията на обектите са предварително дефинирани. При хетерогенните модели трябва да се разглеждат различни нива на детайлизация.

3. Анализ на микроскопичните модели

Тези модели са възникнали за отчитане по-голяма детайлност на отделни транспортни системи. При микроскопичните модели динамиката на движение се разглежда за отделно превозно средство или няколко такива,които едновременно се движат. Движението се разглежда в подробности и отчитане на въздействия върху всяко превозно средство. При тези модели обикновено се използват числени зависимости за изменение динамиката на поведение на отделните превозно средства. Микроскопичните модели използват зависимости като разстоянията между колите, относителната скорост на движение на колите при отчитане явления като изпреварване, спиране, следване в ред и др. Поведението на групата автомобили дефинира различни режими на каране за всеки автомобил. До 60те години изследователите са се концентрирали върху моделите водеща-следваща кола/коли, поведение на водач- поведение на преследващ го и др. Моделите тип ‘car- folowing’ целят поддържането на безопасна минимална дистанция между колите; намаляване на спирачен път; избягване на допълнителни ускорения, за да се икономисва гориво и ресурси. Един първи модел на микроскопична транспортна система е представен в [Pipes 1953] и подобрен такъв в [Forbes 1958]. Те определят автоматично линейно нарастване на безопасното разстояние между колите при увеличаване на скоростта на тяхното движение. Използвана е аналитичната зависимост за безопасното разстояние D_n на кола n следваща предна кола D_{n-1} чрез (1), където L_n е дължината на колата, а v е скоростта.

$$D_n(v) = L_n\left(1 + \frac{v}{16{,}1}\right) \qquad (1)$$

Подобрен динамичен модел е разработен и в [Leutzbach 1988] където се отчитат три параметъра: време за оценка на разстоянието между колите, време за взимане на решение от водача и време за спиране/намаляване скоростта на движение

на автомобила. Общото време на реакция T включва и реакцията на шофьора да спре без да провокира колизия със задно движещия се автомобил при внезапно спиране на превозното средство движещо се отпред. Безопасното разстояние между такива два автомобила се дава с уравнение (2),

$$D_n(v) = L_n + T.v + v^2/(2.\mu.g) \quad (2)$$

където μ е сцепление на автомобила с пътя; g е ускорението за спиране на автомобила; T и v са време за реакция и скорост на движение. Към тази зависимост [Jepsen 1998] добавя допълнителен рисков фактор F. Този фактор определя връзка между скоростта и опитността на шофьорите според тяхната, възраст, физическо състояние, спазване условията на пътищата, потенциал на опитност и др. Този нов модел представя зависимостта (3) за безопасното разстояние

$$D_n(v) = L_n + d_{min} + v(T + v.F) \quad (3)$$

където d_{min} е параметър за възможно минимално разстояние между две последователни коли. Друг модифициран модел от типа 'car-following' се основава на модела стимул -реакция. Реакцията се състои в спиране или ускоряване на преследващия автомобил. В [Chandler 1958] такъв модел е представен чрез (4),

$$a_n(t + T) = \gamma(v_{n-1}(t) - v_n(t)) \quad (4)$$

където v_n е скоростта на автомобила, a_n е ускорението, γ е функция на чувствителността. Тази функция се апроксимира съгласно [Gazis 1961] чрез (5)

$$\gamma = \frac{c\big(v_n(t + T)\big)^m}{(x_{n-1}(t) - x_n(t))} \quad (5)$$

където x_n е позицията на задната кола, а x_{n-1} на предната кола; m е избран ред на системата; T е времето за реакция на водача; t е текущо време.

Недостатъците на тези модели идват от допускането, че потокът от коли е хомогенен и че шофьорите реагират винаги адекватно на промяната на скоростта на предната кола. Тези модели не отчитат феномена за промяна на геометрията на пътното платно и се прилагат само за идеализиран случай на шосе с едно платно [Newell 1961], [Hermann 1959], [May 1990].

Друг формален апарат прилаган в микроскопични модели е този на крайните автомати. В [Nagel 1998], [Wolf 1999] пътят е разделен на сегменти с дължина 7,5м като всеки сегмент е в динамично състояние „празен“ или „зает“ от колата. Дискретата на времето е фиксирана на една секунда, което съответства на време за реакция на водача.

При детерминираните микроскопични модели, изменението на скоростта се отчита в два случая: ускорение за достигане необходимата скорост на движение на колата; намаление/отрицателно ускорение за избягване на риск от колизии/сблъскване между водещ- следващ автомобили. Към тези два динамични случая може да се добави и трети процес за случайно намаляване на скоростта от непредвидени обстоятелства. Тези модели се наричат 'particle hopping' [Nagel 1996]. Движението на автомобилите се разглежда като последователност от движения по дискретни „клетки“ на шосето. Движението на автомобила се формализира като преминаване от клетка в клетка за всяко дискретна стойност на времето. Скоростта на колите може да взема различни стойности от предварително дефинирано множество, а не напълно произволни стойности. При зада-

дени скорост v_n и v_{n-1} и местоположение x_n и x_{n-1} на две последователни коли n и n-1, разстоянието d_i между тях изразено чрез брой свободни клетки се задава с уравнението:

$$d_i = x_{n-1} - x_n$$

С прилагане законите на промяната на крайните автомати се дефинират следните правила на изменение динамиката на движение:

1) При скорост $v_n<v_{max}$, текущата скорост на кола n се увеличава с една стъпка, че скоростта на кола n се увеличава с една стъпка.: $v_n(t)\rightarrow\min(v_n +1,v_{max})$;

2) Отчитане на случайно смущение върху скоростта: скоростта на кола n се намалява по случаен начин с вероятност R за отчитане на случайното смущение: $v_n(t)\rightarrow\max(v_{max} -1,0)$;

3) Отчитане на намаляване на ускорението: прилага се зависимостта $\mathrm{round}(d_i + (1-\alpha)v_n-1) < v_n$.Тази зависимост отчита,че скоростта на кола n, $v_n(t)$ се намалява до нивото $\min[v_n$ или $\mathrm{round}(d_i + (1-\alpha)v_n-1)]$,$\alpha \in[0,1]$,

4) Движението на колата е дефинирано като преместване напред от клетка в клетка със средна скорост v_n определена от предишните три точки $x_n \rightarrow x_n + v_n$.

Прилагането на формалния апарат на крайните автомати позволява да се разработят модели за трафик между последователност от коли; програмите са симулиращи движението имат проста динамика и могат бързо да моделират. Те позволяват да се възпроизвеждат различни феномени като вълни на шок или нестабилност на трафика. Недостатък на тези модели е трудността да се калибрират с реални данни. Областта им на приложение включва прогнозиране на трафик, анализ на един поток от данни, анализ за няколко потока по една улица и др. Моделите за симулация могат да се разширят и за мрежа от автомобилни улици. В този случай автомобилите се разглеждат като материални частици чрез агрегиране на материалните частици се цели да се моделира поток от транспортни средства. Численото решаване на агрегирани материални потоци се използва за описание на транспортния трафик. Модели за дискретизация са прилагани в [Hockney 1988]. В системата INTEGRATOR такива модели са прилагани и за описание стохастичното движение на пешеходци [Hoogendorn 2000].

4. Мезоскопични модели

Това е междинно ниво за моделирането на транспортен трафик. Описанието на системата се прави с функции с вероятностно разпределение за отделните превозни средства. Разпределението на вероятността се прилага за оценяване на движението на автомобилите. Отчитат се фактори като поведението на шофьора, ускорението на автомобила, промяна на местоположението на автомобила на пътното платно, отчитане на взаимодействие между колите (изпреварване). Мезоскопичните модели използват аналогията за динамиката на газово частици(кинетика на газ). В литература [Paveri-Fontana 1975], [Hoogensdorn 2000a], [Branston 1976], [Buckley 1968] движението на автомобилите в пространството се описва като поведение на клъстър (група автомобили) . Параметрите на клъстъра отразяват плътността на автомобилите в пространството, скоростта на клъстъра, координиране на автомобилите в клъстъра. Формалните зависимости на тези модели произтичат от статистическата физика и формализи-

рат изменението на плътността на транспортния макроскопичен поток. В [Prigogine 1961, 1971] мезоскопичните кинетични модели дефинират вероятностна функция за разпределение на скоростта за една или за две коли. Тези модели отчитат, че промяната на плътността на автомобилите ρ в времето и пространството се влияят от процеси на конвекция, ускорение до желана скорост; намаляване на ускорение до взаимодействие с другите коли при което скоростта е малка. Модел за кинетиката на газ се дава от уравнението с частни производни (6), където първата компонента $(\partial_t \rho)_{int}$ представя взаимодействията, а втората компонента $(\partial_t \rho)_{acc}$ ускорението. Тези два процеса отделно се представят от уравнение на колизията (7) и на релаксацията (8), където τ е времето за ускорение, V_0 е желаното разпределение на скоростта, w- скорост на вълната на задръстването.

$$\partial_t \rho + v \partial_x \rho = (\partial_t \rho)_{int} + (\partial_t \rho)_{acc} \tag{6}$$

$$(\partial_t \rho)_{int} = (1 - \pi)\rho(x, v, t) \int (w - v)\rho(x, w, t) dw \tag{7}$$

$$(\partial_t \rho)_{acc} = -\partial_v (\rho(V^0(v|x, t) - v)/\tau) \tag{8}$$

Различни подобрения на кинетичните модели са правени от [Paveri-Fontana 1975], [Nelson 1995, 1997, 1998], [Beylich 1978]. Те пренебрегват предположението, че скоростта на забавяща движението кола и спираща кола не са корелирани (нямат връзка една с друга). Приема се, че кола с намаляваща скорост или спираща кола са корелирани състояния и имат връзка една с друга. Други версии за много класове [Hoogendorn 1998] и повече платна [Helbing 1996] и [Klar 1998] също са разработени. [Hoogendorn 2000] разработва общ модел, който отчита непрекъснати и дискретни характеристики на желаната скорост, на класа на автомобила, на платното на пътя, крайната точка на пътя и други. Тези уравнения формализират явления като конвекция, ускорение, прекъсвания на процеса. Подобрения модел съдържа желаната скорост v^0 като независима променлива в (9).

$$(\partial_t \rho)_{acc} = -\partial_v (\rho(v^0 - v)/\tau) \tag{9}$$

За отчитане вероятностно разпределение на плътността на автомобилите [Hoogendorn 1998] разработва модел и за много класове s коли. Моделът е (10) като процесът за ускорение се дава с (11), а взаимодействието между колите се представя с (12). Параметърът u е класът на колата; $I_{u,s}$ $R_{u,s}$ описват динамичното изменение на колите за същия клас и различни класове с различно u.

$$\partial_t \rho_u + v \partial_x \rho_u = (\partial_t \rho_u)_{int} + (\partial_t \rho_u)_{acc} \tag{10}$$

$$(\partial_t \rho_u)_{acc} = -\partial_v (\rho_u (v^0 - v)/\tau_u) \tag{11}$$

$$(\partial_t \rho_u)_{int} = -(1 - \pi_u) \sum_s (I_{u,s}(x, t) - R_{u,s}(x, t)) \tag{12}$$

В (13) за случай с много платна на пътя в [Helbing 1999a] се отчитат три аспекта на потока като се въвеждат три компонента допълнително към модела.

$$\partial_t \rho_j + v \partial_x \rho_j = (\partial_t \rho_j)_{int} + (\partial_t \rho_j)_{acc} + (\partial_t \rho_j)_{dv} + (\partial_t \rho_j)_{cv} + v_j^+ - v_j^- \tag{13}$$

Първият компонент отчита дифузията на скоростта и за нейните флуктуации, породени от спецификата на всеки шофьор. Вторият термин отчита промените в платното на движение. Третият компонент отчита разсейването, разпръсването на колите. Усложняването на моделите се търси чрез групиране на вериги от коли, като се отчитат фактори за много платна на шосето и много класове коли. Групирането на коли в [Eskafi 1995] се прави за коли, които се придвижват съвместно; приема се, че взаимодействието между колите е в рамките на една верига; взаимодействие с другите вериги е възможно само извън текущата верига. Колата най-отпред е лидер във веригата, а другите са следващи я. Частен случай е една кола една верига.

5. Макроскопични модели

Тези модели са разработени на базата на аналогия с хидродинамиката, според която потокът автомобили може да се приеме като движение на флуид при непрекъснатото му придвижване. Базират се на принципи, основаващи се на динамиката на газ. При макроскопичните модели трафикът се описва с агрегирани термини, като се отчита плътността ρ, средна скорост v, дебит q и др. Макроскопичните модели имат голямо значение за текущата практика и управление за транспортни системи. Според макроскопичните модели поведението на шофьорите зависи от фактори на прякото обкръжение. Моделите макроскопик се пишат с частни диференциални уравнения, независимите променливи от този тип са времето t и местоположението x по дължината на един пътен участък. Зависимите променливи са поток (дебит) q, плътност ρ, скорост v и се разглеждат за отделна секция на пътя. Някой модели могат да се представят с частни диференциални уравнения, които отчитат налягането на дебита q или налягането на скоростта v. Макроскопичните модели започват с уравнения от първа степен-моделът на Lighthill-Whitham-Richards свързан с изменението на плътността, а моделът от втори ред на Payne взема в предвид скоростта, моделът предложен от Helbing е за изменение на три променливи. При макроскопичните модели отделните коли се разглеждат като частици, чиито размери, както и разстоянията между тях са пренебрежими. Дължината на разглеждания участък, които може да е различен от съставящата инфраструктура също е пренебрежим. Така основните променливи на трафика са: дебит q, скорост v и плътност ρ, които представляват непрекъснати променливи във времето и пространството. В действителност непрекъснатостта на потока коли е само една апроксимация на реалността, но за макроскопичното ниво това допускане е адекватно и е прецизно за регулиране на магистралния трафик. Теорията на трафика не може точно да опише явленията в съответна физическа или математическа област. Законът за консервативността на материята е единственото уравнение, което съответства на реално физическо явление и се отчита при потокът от коли. Другите уравнения представят груби апроксимации и интуитивни идеализации за различни имперични наблюдения. Независимо, че уравнението за непрекъснатост на потока е критикувано [Papageorgiou 1997] този закон винаги се използва при симулации и за макроскопични модели от първи ред. Тези модели са валидирани в изследователски работи както и в практически приложения.

5.1. Модел от първи ред Lighthill-Whitham-Richards

Първи макроскопични модели са дадени независимо в работите на Lighthill и Whitham [Lighthill 1955] и Richards [Richards 1956]. Те прилагат аналогия между потока от коли и потока на флуид, за да създадат един модел с не голяма сложност и широка приложимост. Моделите от типа LWR използват фундаменталната зависимост (14). Уравнението за консервативността (15) и предположението, че скоростта е известна функция на плътността (16). Всъщност (15) е едно уравнение, което позволява да се определи потокът от коли независимо коя секция от пътя се разглежда и включва зависимост между дебит и плътност като функции на независимите аргументи време и пространство.

$$q(x,t) = \rho(x,t).v(x,t) \tag{14}$$

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} + \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial t} = 0 \tag{15}$$

$$v(x,t) = F(\rho(x,t)) \tag{16}$$

Тези модели имат много недостатъци [Daganzo 1995b], [Papageorgiu 1998a], които се основават на много нереалистични допускания. Първото е, че скоростта се адаптира мигновено на желана скорост и че дебита на изхода от вълни на задръствания или стесняване на пътя е равен на капацитета на инфраструктурата. Друга допускане, което не се доказване е да се приеме, че плътността на една вълна от задръствания има по-малка скорост от скоростта, където плътността е по-слаба. Това означава, че опашката ще стигне тялото на шока, което е нереалистично. Моделът LWR не позволява да се представят нестабилностите като тип на трафик ‘stop and go‘ (последователности от ускорения и спирачни пътища при задръствания).

Това е първата част на разработката. Втората част е посветена на: анализа на макроскопичните от втори ред и хидродинамичните модели; заключение и литература.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са по договор № 132ПД0043-08 от 01.04.2013 на НИС на Технически Университет - София за научен проект „Изследване на възможностите на фрактални алгоритми в системите за управление на транспорт“ в помощ на докторанти

Автор: Василка Стоилова, маг. инж. докторант - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vassilka_stoilova@hotmail.com*

Постъпила на 15.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МОДЕЛИ НА ТРАНСПОРТНИЯ ТРАФИК В АВТОМАГИСТРАЛИ -част II

Василка Стоилова

Резюме- *Направен е обзор на математически модели и формални апарати на прилагани при формализация на процеси в транспортен трафик. Тези формални модели се използват при дефиниране и решаване на задачи за управление на транспортни потоци с различни приложения.Моделите са класифицирани според различни прилагани критерии.*

Ключови думи- *Транспортен трафик, модели на транспортния трафик*

TRAFFIC MODELS -Part II

Vassilka Stoilova

Abstract- *An overview is presented concerning the different mathematical models and formal relations used for the formalization of the system behavior in transport flows. These formal models are implemented for the definition and solution control problems for traffic flows with various applications. The models are classified applying several sets of criteria.*

Keywords- *Transport traffic, traffic models*

Въведение

Настоящата разработка е представена в две неразривно свързани части. Първата от тях съдържа: въведението; класификацията на моделите според: нивото на детайлизиране, типа на променливите, функционалността на моделите, начина на представяне на физическите процеси, други критерии; анализа на микроскопичните, мезоскопичните, макроскопичните модели от първи ред. Това е втората част, посветена на: анализа на макроскопичните от втори ред и хидродинамичните модели на транспортни трафик в автомагистрали; анализ и литература.

5.2. Модели от втори ред на Payne

Моделите от типа Payne [Payne 1971], [Papageorgiou 1990a] елиминират предходните три недостатъка като се описва изменението на скоростта в динамика чрез (17) като се отчитат три допълнителни процеса. Първият израз е релаксация, отразяваща тенденция на шофьора да увеличава или намалява своята скорост за достигане на желаната си скорост. Втория компонент е конвекция представяща зависимостта на скоростта от преместването на колата от влизащи коли и излизащи коли от даден сегмент. Третия е очакване (anticipation) или дифузия,

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

която се състои в промяна на скоростта съгласно условията, които предстоят. По същество Payne използва закона водещ-следващ, за да развие своя модел макроскопик от втори ред, според който шофьорите адаптират своята скорост към някакво равновесие, което равновесие е компромис между желана и реална скорост, съгласно условията в участъка (17).

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + \underbrace{v(x,t).\frac{\partial v(x,t)}{\partial x}}_{\text{convection}} = \underbrace{\frac{v_e(x,t)-v(\rho(x,t))}{T}}_{\text{relaxation}} - \underbrace{\frac{c_o^2(x,t)}{\rho(x,t)}\frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x}}_{\text{anticipation}};\ c_o^2 = -\frac{1}{T}\frac{dv_e(\rho(x,t))}{d\rho} \quad (17)$$

Този модел също е критикуван от Daganzo [Daganzo 1995b], който отбелязва, че компонентът anticipation (дифузия) въвеждан в модела може да доведе до отрицателна скорост на потока когато производните по пространство са големи и това е нереалистично. Освен това той отбелязва, че характеристиките на вълната може да стане по-голяма от средната скорост на потока коли, което не е възможно, тъй като разпространението на информацията не е по-бързо от колите. Едно възможно решение на тези критики е дадено от Papagaorgiou [Papageorgiou 1998a], който предлага да се приеме нулева скорост ако модела дава отрицателни стойности за скорост. Той показва, че модела използва средни стойности за скоростта. Ако скоростта надвиши тези средни стойности това е добре тъй като скоростта е реална, но в отрицателна посока нулира. Моделите разработени върху кинетиката на газ [Helbing 1996b] представляват едно разширение на модела LWR, в което се въвежда едно ограничително уравнение за промяната на скоростта. Освен уравнението за консервативността (15) и уравнението за динамиката (17), тези модели прилагат едно уравнение за ограничение (18) където P е налягането на трафика, а J е потока от ковариациите на скоростта Θ.

$$\frac{\partial \Theta}{\partial t} + v(x,t)\frac{\partial \Theta}{\partial x} = -2\left(\frac{P}{\rho}\right)\frac{\partial v}{\partial x} + 2\frac{\Theta_e - \Theta}{T} - \frac{1}{\rho}\frac{dJ}{dx}\ ; P = c_o^2.\rho \quad (18)$$

В другите модели [Helbing 1999], [Klar 1998],[Hoogendorn 2000a] по неявен начин са включени микроскопични параметри като дължина на колата време за реакция на шофьора, дисперсия на скоростта, вероятност за разместване на платното, време за ускорение и др. Тези модели отчитат еднакво явлението в пространството заето от колата, така че то не може никога да бъде празно. Един пример за това между йерархичните нива е модела (19) [Zhang 2000]. Функцията F отчита скоростта в равновесие, докато G отразява линейното намаляване на разликата на скоростта между текущата кола n и водещата n-1 (19)

$$\begin{aligned} v_n(t+T) &= F\big(x_{n-1}(t) - x_n(t)\big) + G\big(x_{n-1}(t) - x_n(t)\big) \\ &= v_e(\rho(x,t) + \Delta x) + \alpha\left(\delta_1 \frac{\partial v(x+\delta_2,t)}{\partial x}\right); 0 < \delta_2 < \delta_1 \end{aligned} \quad (19)$$

Друго подобрение на модела LWR се прави от [Daganzo 1995a] [Lesort 1996] и [Liu 1998].

Модел ARZ- разработен от Aw-Rascle търси решение на частно диференциално уравнение от втори ред. Променливата в уравнението е скоростта на автомобила. Уравнение (20) се дефинира и като задача на Riemann; p'(ρ)- отчита поведението на водача.

$$V_t + VV_x = \frac{V_{eq}(\rho)-V}{\tau} + \rho P'(\rho).V_x \Leftrightarrow \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x}\big(V - \rho P'(\rho)\big) = \frac{1}{\tau}(V_{eq} - V(\rho)) \quad (20)$$

Модел на Zhang- задачата на Riemann се решава като се пренебрегва условието за релаксация. Уравнението за изменението на скоростта става (21).

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x}\big(V - \rho V_e'(\rho)\big) = 0 \quad (21)$$

Моделът на Papageorgiou [Papageorgiou 1983] и Kotsialos [Kotsialo& al 1999] е известен с термина METANET. Зависимостта се представя като дискретен от вида (22). Моделът използва следните променливи: плътност-$\rho_{m,i}(k)$ [коли/км/платно]; скорост на потока- $V_{m,i}(k)$; дебит на потока- $q_{m,i}(k)$ [коли/час]

$$\begin{aligned} v_{m,i}(k+1) &= v_{m,i}(k) + \frac{\Delta T_{sim}}{\tau_m}\Big[V_{eq}\left(\rho_{m,i}(k)\right) - v_{m,i}(k)\Big] \\ &+ \frac{\Delta T_{sim}}{l_{m,i}} v_{m,i}(k)\big[v_{m,i-1}(k) - v_{m,i}(k)\big] \\ &- \frac{v_m \Delta T_{sim}[\rho_{m,i-1}(k) - \rho_{m,i}(k)]}{\tau_m l_{m,i}[\rho_{m,i}(k) - k_m]} \end{aligned} \quad (22)$$

Аналитичните модели, които отчитат изменението на геометрията на пътя добавят компонент за изменение на скоростта в модела на Payne, представен в дискретна форма. Моделите от второ ниво са съставени, за да прогнозират трафика, когато той се намира в равновесие. За отчитане на условия на неравновесие, тези модели се усложняват с допълнителни компоненти. Аналитичното решаване на тези модели е сложно и затова те не винаги се прилагат. Направленията на изследванията са в посока за отчитане и решаване на случаи на задръствания; случаи за намаляване средна скорост на движение; за намаляване средно време на престой в секция от пътя [Bellemans 2003]; чрез настройване параметрите на модела. Добавят се и ограничения, налагащи транспортния трафик да има поведение на флуид. От практическо съображение се налагат и следните допълнителни ограничения:

- Потокът/дебитът на трафика по главното платно да бъде под своята максимална стойност. Това условие се отчита чрез зависимости от вида (23), които могат да бъдат като:

$$\rho(x,t) \le \rho_{cr} \quad (23)$$

$$\rho(x,t) \le 0{,}5\rho_{max} - \text{според } Greenshield$$

$$V(x,t) \ge V_f\left(1 - \frac{0{,}5\rho_{max}}{\rho_{max}}\right) \ge 0{,}5V_f$$

$$V(x,t) = \left[V_f \div 0{,}5V_f\right] \Longrightarrow \text{за } V_{cr} = 0{,}5V_f \Longrightarrow \rho(x,t) = \rho_{cr}$$

- Максимална скорост на потока, която ограничава максималната скорост на движение (24).

$$V_f(x,t) = V_f\rho(x,t) \Longrightarrow \rho(x,t) \to 1, \left(1 - \frac{\rho(t)}{\rho_{max}}\right) \to 1 \Longrightarrow \frac{\rho(t)}{\rho_{max}} \to 0 \Longrightarrow \rho(t) \to 0 \Longrightarrow V \to V_f \quad (24)$$

Моделите от по-висок ред на трафичен поток [Treiber 2000], [Hlebing 1999b], включват специфични явления като трафика ‘stop and go’ сгъстяването при

стесняване на пътя, но тези модели са повече математически, те са от голяма сложност и трудно се използват.

5.3. Модел макроскопик хидродинамик LWR

Тук се разглежда аналитичното решение на уравнението на консервативността на LWR. Приложения могат да се намерят в трудове на [Stephanopoulos 1979], [Wu 2002], [Kuhne 1997], [Rosswog 1999].

5.4. Фундаментална диаграма на пътния трафик

За всеки елемент на инфраструктурата параметрите средна скорост, плътност и поток, които представляват трите най-важни променливи са свързани в фундаментална диаграма фиг.1, която аналитично се определя от уравнение (25).

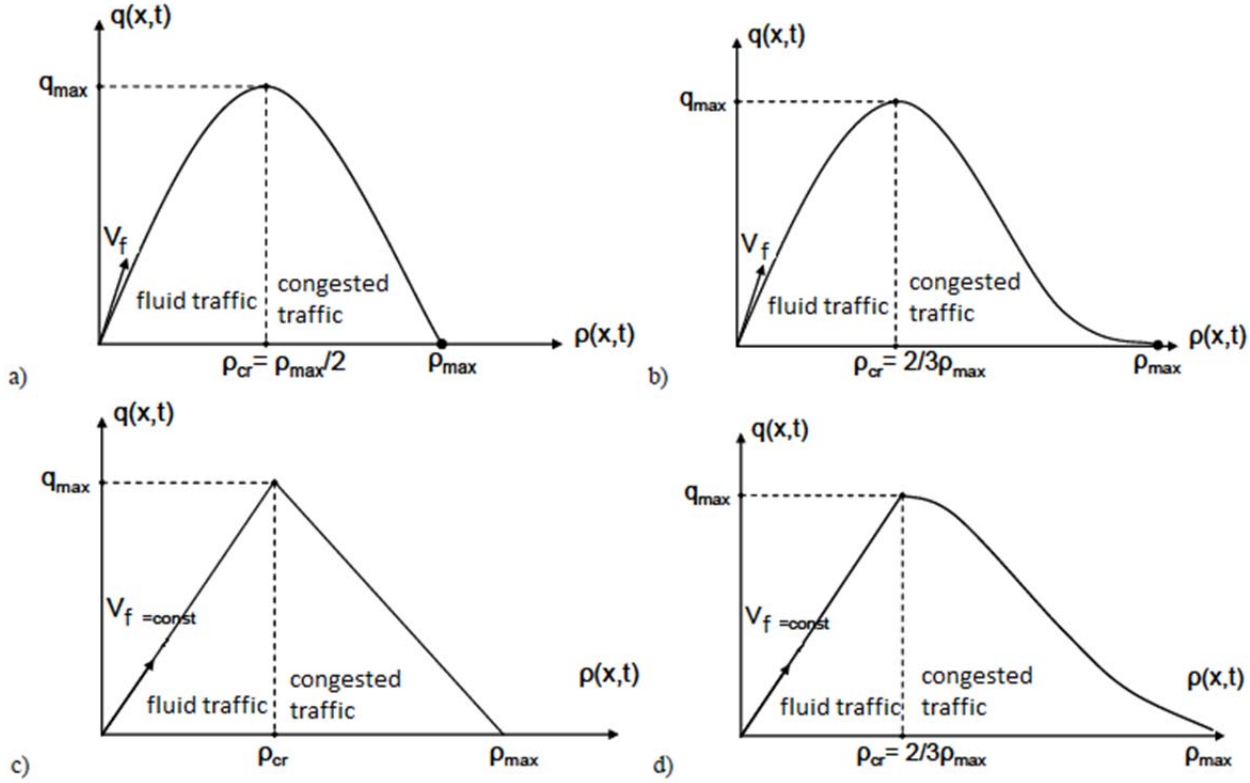
$$q(x,t) = \rho(x,t).F(\rho(x,t)) \qquad (25)$$

Параметрите в описанието на фундаменталната диаграма са: максимална плътност ρ_{max}, желана скорост V_f, максимален дебит q_{max} и оптимална плътност (критична)ρ_{cr}, която съответства. Максимума на потока се наблюдава по една оптимална комбинация на стойностите на другите два параметъра. Фундаменталната диаграма зависи от три параметъра и трябва да се представи в тримерно пространство. Все пак за удобство се използват проекциите в равнината поток-плътност, плътност-скорост и скорост-поток, които обикновено се използват най-вече поток-плътност. Потокът се определя от стойността на плътността и се използва като оценка за качеството на транспортния поток по зададената отсечка (фиг.1). Във фундаменталните диаграми има два региона на трафик като флуид и трафик в задръстване. Потокът съответстващ на течащ флуид се характеризира със скорост и движение на колите докато при режима на задръстване се забелязва формиране на опашки с бавно движение с последователни ускорения и спирания. Увеличаването на дебита се преустановява за критична стойност на плътността, което се определя от капацитета на инфраструктурата- това е максималния възможен дебит. За по-големи стойности на плътността потокът-дебитът намалява, докато се нулира при максимална стойност на плътността.

За пръв път Greenshield [Greenshield 1935] е първият автор, които предлага математически модел на фундаменталната диаграма. Той счита, че плътността и дебитът намаляват линейно, което води до параболичната форма на фундаменталната диаграма. Предложени са и други форми, от други автори: параболична диаграма - [Greenshield 1983], Masson; бипараболична диаграма с хоризонтална тангента - [Greenberg 1959]; бипараболична диаграма - [Buisson 1995]; триъгълна диаграма - [Cassidy 1998]; трапецовидна диаграма- [Daganzo 1994]; експоненциална диаграма - [Drake 1967], [Papageorgiou 1990]; криволинейна диаграма – [Cramer, Pipes 1967].

Разнообразни математически модели са предложени от различни автори, за да опишат фундаменталната диаграма[Garthner 1998]. Те се формулират като се използва свободната скорост на движение v_f максималната плътност ρ_{max} критичната плътност $\rho_{cr,}$ и максималния поток q_{max}. Най-известните математически зависимости са на Greenshield (26) [Greenshield 1935], Greenberg (27). Други модели са съставени от две отделни части за двата режима на трафик от May и

Keller и van Aerde. Зависимостта между скоростта v и плътността ρ има форми съгласно Chandler(28), Drew (29), Edie (30) и Williams [Gartner 1984], Drake (31).



Фиг.1. Фундаментална диаграма на пътния поток: a) Greenshield; b)Drake; c) Cassidy; d) Greenberg

$$v(x,t) = v_f\left(1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right) - Greenshield \tag{26}$$

$$v(x,t) = v_f\left(ln\left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right)\right) - Greenberg \tag{27}$$

$$v(x,t) = \frac{q_{max}}{\rho(x,t)}\left(1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right) - Chandler \tag{28}$$

$$v(x,t) = v_f\left(1 - \left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right)^{1/2}\right) - Drew \tag{29}$$

$$v(x,t) = v_f . e^{(-\rho(x,t)/\rho_{max})} - Edie \tag{30}$$

$$v(x,t) = v_f\, exp\left(\frac{1}{\alpha} - \left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_\alpha}\right)^{\alpha}\right) - Drake \tag{31}$$

Важно е да се отбележи, че няма универсална фундаментална диаграма за всякаква инфраструктура. Всяка зависимост по-горе е изведена за конкретни условия и важи за ограничени случаи.

6. Заключение

В статията е направен обзор на най-често използваните математически модели на транспортния трафик, предназначени за неговото изследване и управление. Направена е оценка на моделите според избрани критерии- ниво на детайлизиране; класификация според типа на променливите; според функционалността;

според начина на представяне на физическите процеси; според други критерии. Показани са различни математически модели, предложени от различни автори, за да опишат фундаменталната диаграма. Оценени са възможностите им за приложение и специфичните им различия.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са по договор № 132ПД0043-08 от 01.04.2013 на НИС на Технически Университет - София за научен проект „Изследване на възможностите на фрактални алгоритми в системите за управление на транспорт“ в помощ на докторанти.

ЛИТЕРАТУРА

1. [Awasthi 2004] Anjali Awasthi "Développement d'un systéme de routage hiérarchique pour les réseaux urbains" présentée le 30 Novembre 2004 à L'universite De Metz pour obtenir le titre de docteur en sciences.
2. [Branston 1976] Branston, D. (1976). Models of Single Lane Time Headway Distributions. Transportation Science 10, 125-148.
3. [Buckley 1968] Buckley, D.J. (1968). A Semi-Poisson Model of Traffic Flow. Transporation Science 2(2), 107-132
4. [Chandler 1958] Chandler, R. E., R. Herman, and E. W. Montroll, (1958). Traffic Dynamics: Studies in Car Following, Opns. Res. 6, pp. 165-183.
5. [Daganzo 1994] C.F. Daganzo, "The cell transmission model: A dynamic representation of highway traffic consistent with the hydrodynamic theory," Transportation Research Part B, vol. 28B, no. 4, pp. 269-287, 1994.
6. [Daganzo 1995b] C.F. Daganzo, "Requiem for second-order fluid approximations of traffic flow," Transportation Research Part B, vol. 29B, no. 4, pp. 277-286, 1995.
7. [Daganzo 1995c] C.F. Daganzo, "The cell transmission model, part II: Network traffic," Transportation Research Part B, vol. 29B, no. 2, pp. 79-93, 1995.
8. [Drake 1967] A Statistical Analysis of Speed Density Hypotheses. Drake, J. S. , J. L. Schofer, and A. D. May (1967). Highway Research Record, 154, pp. 53-87.
9. [De Schutter 1999] B. De Schutter, T. Bellemans, S. Logghe, J. Stada, B. De Moor, and B. Immers, “Advanced traffic control on highways”, Journal A, vol. 40, no. 4, pp. 42-51, Dec. 1999.
10. [Edie 1958] Edie, L.C. and R.S. Foote (1958). Traffic Flow in Tunnels. Proceedings of the Highway Research Board 37, 334-344.
11. [Eskafi 1995] FAROKH ESKAFI, DELNAZ KHORRAMABADI, and PRAWN VARAIYA “An Automated Highway System Simulator” Transpn. Res.-C, Vol. 3, No. 1, pp. l-17.
12. [Forbes 1958] Forbes, T.W., H.J. Zagorski, E.L. Holshouser, and W.A. Deterline (1958), Measurement of Driver Reactions to Tunnel Conditions. Highway Research Board, Proceedings 37, 345-357.
13. [Gartner 1984] N. H. Gartner, "Development of demand-responsive strategies for urban traffic control," in Proceedings of the llthlFIP Conf Syst. Modelling and Optimiz. (P. Thoft-Christensen, ed.), pp. 166-174, New York: Springer-Verlag, 1984.
14. [Gartner 1998] Gartner N. H., Messer C. J. and A. Rathi. (1998). Traffic Flow Theory: A State of the Art Report . U.S. Project of : Department of Transportation Federal Highway Administration, Transportation Research Board, Oak Ridge National Laboratory, www.tfhrc.gov/its/tft/tft.htm trafficbook
15. [Gazis 1961] Gazis, D. C., R. Herman, and R.W. Rothery (1961). Nonlinear Follow-The- Leader Models of Traffic Flow. Operations Research, 9
16. [Greenshields 1935] Greenshields B. D., 1935. A Study of Traffic Capacity. Highway Research Board Proceedings 14, p. 448-477.
17. [Helbing 1995] D., "High-fidelity macroscopic traffic equations," Physica A, vol. 219, pp. 391-407, 1995
18. [Helbing 1996b] Helbing, D. (1996). Gas-kinetic derivation of Navier-Stokes-like traffic equations. Physical Review E 53(3), 2266-2381.
19. [Helbing 1999a] D. Helbing, "Derivation, properties, and simulation of a gas-kinetic-based, nonlocal traffic model," Physical Review E, vol. 59, no. 1, pp. 239-253, 1999.

20. [Helbing 1999b] D. Helbing, A. Hennecke, and M. Treiber, "Phase diagram of traffic states in the presence of inhomogeneities," Physical Review Letters, vol. 82, no. 21, pp. 4360-4363, May 1999.
21. [Helbing 1999c] D. Helbing and M. Schreckenberg, "Cellular automata simulating experimental properties of traffic flow," arXiv:cond-mat9812300v2, 21 Mar 1999.
22. [Hermann 1959] Hermann, R. et al. (1959). Traffic Dynamics: Analysis of Stability in Car Following. Op. Res., 7, pp. 86-106.
23. [Hockney 1988] Hockney, R.W., and J.W. Eastwood (1988). Computer Simulations using Particles. Adam Higler, Bristol, New York
24. [Hoogendoorn 1998] Hoogendoorn, S.P. and P.H.L. Bovy (1998a). A New Estimation Technique For Vehicle-Type Specific Headway Distributions. Transportation Research Record 1646, 18-28.
25. [Hoogendoorn 2000] S. P. Hoogendoorn and P.H.L. Bovy, "Modelling multiple user-class traffic flow," Transportation Research B, vol. 34, no. 2, pp. 123-146, 2000.
26. [Hoogendoorn 2001] S.P. Hoogendoorn and P.H.L. Bovy, "State-of-the-art of vehicular traffic flow modelling," Journal of Systems Control Engineer — Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Parti, vol. 215, no. 14, pp. 283-303, 2001.
27. [Jepsen 1998] Jepsen, M. (1998), On the Speed-Flow Relationships in Road Traffic: A Model of Driver Behaviour.Proceedings of the Third International Symposium on Highway Capacity, 297-319, Copenhagen, Denmark.
28. [Klar 1998] Klar, A., and Wegener (1998), A Hierarchy of Models for Multilane Vehicular Traffic I & II: Modelling. SIAM Journal of Applied Mathematics.
29. [Kotsialos 1999b] A. Kotsialos, M. Papageorgiou, C. Diakaki, Y. Pavlis, and F. Middelham, "Traffic flow modelling of large-scale motorway networks using the macroscopic modelling tool METANET," in Recent Advances in Traffic Flow Modelling and Control, Proceedings of the expert seminar on recent advances in traffic flow.
30. [Lesort 1996] J.B. Lesort and J.P Lebacque, "The Godunov scheme and what is means for first order traffic flwo models," in Proceedings of the 13th International Symposium on Transportation and Traffic Theory, Lyon, France, pp. 647-677, July 1996
31. [Leutzbach 1988] Leutzbach, W. (1988), An introduction to the theory of traffic flow, Springer- Verlag, Berlin.
32. [Lighthill 1955] Lighthill, M. J. and G. B. Whitham, (1955). On Kinematic Waves: I: Flow movement in long rivers, II: A Theory of Traffic Flow on Long Crowded Roads. Proceedings of the Royal Society: A229, London.
33. [Liu 1998] Liu, G., A.S. Lyrintzis, P. G. Michalopoulos (1998), Improved High-Order Model for Freeway Traffic Flow. Transportation Research Record 1644, 37- 46.
34. [May 1990] May, A. D. (1990). Traffic Flow Fundamentals. Prentice-Hall.
35. [Nagel 1998] K. Nagel, "From particle hopping models to traffic flow theory," Transportation Research Record, vol. 1644, pp. 1-9, 1998.
36. [Nelson 1998] Nelson, P., and A. Sopasakis (1998). The Prigogine-Herman Kinetic Model Predicts Widely Scattered Traffic Flow Data at High Concentrations. Transportation Research B, Vol. 32(8), 589-604.
37. [Newell 1961] Newell, G. F. (1961). Nonlinear Effects in the Dynamics of Car Following. Operations Research 9(2), pp. 209-229.
38. [Papageorgiou 1990a] M. Papageorgiou, "Dynamic modeling, assignment, and route guidance in traffic networks," Transportation Research Part B, vol. 24B, no. 6, pp. 471-495, 1990.
39. [Papageorgiou 1990b] Papageorgiou M., J.-M. Blosseville, and H. Haj-Salem, "Modelling and realtime control of traffic flow on the southern part of Boulevard Peripherique in Paris: Part II: coordinated on-ramp metering," Transportation Research Part A, vol. 24A, no. 5, pp. 361-370, 1990.
40. [Papageorgiou 1997] Papageorgiou M., H. Haj-Salem, and F. Middelham, "ALINEA local ramp metering: Summary of field result," in Proceedings of the 76th Annual Meeting of the Transportation Research Board, Washington, D.C., 1997.
41. [Papageorgiou 1998a] Papageorgiou M., "Some remarks on macroscopic traffic flow modelling," Transportation Research Part A, vol. 32, no. 5, pp. 323-329, 1998.]
42. [Paveri-Fontana 1975] Paveri-Fontana, S.L. (1975). On Boltzmann-Like treatments for traffic flow: a critical review of the basic model and an alternative proposal for dilute traffic analysis. Transportation Research B 9, 225-235.
43. [Payne 1971] HJ. Payne, "Models of freeway traffic and control," Simulation Council Proceedings, no. 1, pp. 51-61, 1971.

44. [Pipes 1953] Pipes, L. A. (1953). An Operational Analysis of Traffic Dynamics. J. Appl. Phys., 24(3), pp. 274-281.
45. [Richards 1956] P.I. Richards, "Shock waves on the highway," Operations Research, vol. 4, pp. 42-57, 1956.
46. [Rosswog 1999] Rosswog S., Wagner P., (1999). “Car-SPH: A Lagrangian Particle Scheme for the Solution of the Macroscopic Traffic Flow Equations”
47. [Smulders 1990] S. A. Smulders and D. E. Helleman, "Variable speed control: State-of-the-art and synthesis," in Road Transport Information and Control, no. 454 in Conference Publication, pp. 155-159, IEE, Apr.21-23 1998.
48. [Stephanopoulos 1979] Stephanopoulos, G. and P. G. Michalopoulos (1979). Modelling and Analysis of Traffic Queue Dynamics at Signalized Intersections. Transportation Research, Vol. 13A, pp. 295-307.
49. [Treiber 2000] M. Treiber, A. Hennecke, and D. Helbing, "Congested traffic states in empirical observations and microscopic simulations," Physical Review E, vol. 62, no. 2, pp. 1805-1824, Aug. 2000.
50. [Wolf 1999] D. E. Wolf, "Celllular automata for traffic simulations," Physica A, vol. 263, pp. 438-451, 1999.
51. [Zhang 2000] H.M. Zhang, "Structural properties of solutions arising from a nonequilibrium traffic flow theory," Transportation Research Part B, vol. 34, pp. 583-603, 2000

Автор: Василка Стоилова, маг. инж. докторант - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vassilka_stoilova@hotmail.com*

Постъпила на 15.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

СИНТЕЗ И ПРИЛОЖЕНИЕ НА РАЗМИТ РЕГУЛАТОР НА ДВЕ НИВА

Снежана Йорданова, Владимир Янков

Резюме: *Предложен е метод за синтез на Мамдани размити регулатори (РР) на две нива за нелинейни обекти със закъснение и моделна неопределеност. Методът се основава на независим синтез на основен и супервайзорен РР. Основният ПИ РР използва модификация на критерия на Попов за осигуряване на робастна устойчивост/качество на затворената система. Супервайзорният РР подобрява „он-лайн" в реално време показателите на размитата система чрез автоматична настройка на мащабиращите коефициенти на основния РР. Комбинират се критерии за ограничаване на грешката, нейната производна, пререгулирането и промяната на управлението, които са свързани и с повишаване на енергийната ефективност. Методът е приложен за регулиране на температурата в лабораторна сушилня. Изследването на системата в MATLAB реално време показва значително намаляване на консумираната енергия и времето за регулиране.*

Ключови думи: *експерименти в реално време, енергийна ефективност, закъснение, лабораторна сушилня, размит регулатор на две нива, робастност*

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF FUZZY TWO-LEVEL CONTROL

Snejana Yordanova, Vladimir Yankov

Abstract: *A method for the design of two-level Mamdani fuzzy logic controllers (FLCs) for nonlinear plants with time delay and model uncertainty is developed. The method is based on independent design of a basic and a supervisory FLC. The basic PI FLC ensures robust stability/performance of the closed loop system by using a modification of the Popov criterion. The supervisory FLC improves online in real time the performance of the fuzzy system via auto-tuning of the scaling factors of the basic FLC. The combined criteria for its design are restrictions on the system error, derivative of error, overshoot and control rate, all related also with the system energy efficiency. The method is applied for the control of the temperature in a laboratory dryer. The investigation of the closed loop system in MATLAB real time shows significant reduction of the settling time and the energy consumed.*

Keywords: *energy efficiency, laboratory dryer, real time experimentation, robustness, time delay, two-level fuzzy logic controller*

1. Introduction and State-of-the-Arts

Fuzzy logic is constantly extending its applications in the area of process control due to its superiority over the classic control alternatives in achieving high system per-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

formance, energy efficiency, standard design, simple structure and computations that ease the industrial real time implementations. This has been facilitated by the latest developments in the design methods that emphasize on system stability, performance and robustness [1-3] and the progress of embedding FLC in the industrial programmable logic controllers (PLC) [4]. On the basis of fuzzy sets, rules and implication the FLC ensures nonlinear robust smooth control to tackle with the plant nonlinearity, inertia, time delay, linguistic non-statistical expert knowledge in substitute of the missing reliable and simple plant model, model uncertainty, etc.

The FLC has many tuning facilities – fuzzy membership functions (MFs), rule base, dynamic pre- and post-processing parameters, scaling factors (ScFs), etc. Most tuning methods are, however, complex, empiric or very specific. In real time applications it is necessary to have a simple FLC structure, tuning and design to ensure fast control computation and also system robustness and stability. The parameters of the dynamic processing are often computed from robustness and stability requirements [3]. Then the performance can be improved by various means:

- dividing the rule bases into two independent sets of rules separately designed - one that ensures stability and another related to performance without altering the system stability, which is based on introduced restrictions on the shape of the MFs and specific genetic algorithm (GA) for optimization [5];
- optimization of ScFs by carrying out experiments using Taguchi design of experiments method [6];
- gain scheduling control of resolution for use by PLC, based on two rule tables for coarse and fine ScFs tuning [4];
- self-organising fuzzy control with two-level structure and a second “performance index” rule table dynamically adjusted by a model-free online GA for updating of the first rule table in order to achieve desired performance [7],
-adaptive hybrid neuro-fuzzy reference models structures to ensure fuzzy system performance [8];
- online tuning of the SCFs in the range of the stability margins from a supervisory fuzzy controller [3, 9-12], etc.

The general deficiencies of these approaches are the complex design and/or control algorithm for PLC completion and the high computational resources.

The ScFs tuning is a preferred approach for performance tuning as it can be easily implemented via industrial PLCs. It has the effect of adaptation of MFs, fuzzy rules and signal resolution [4], therefore standard empirical MFs and rules can be used to simplify the design and tuning. However, the ScFs tuning has a contradictory impact on various performance indices such as rising time t_r, settling time t_s, overshoot σ, etc. [3]. This conflict is settled by introduction of a nonlinear tuning from a second level supervisory FLC (SFLC) [3, 9-12]. Inputs to the SFLC are selected performance indices with defined universes of discourse or their combinations which are easily computed from available reliable online measurements during the real time operation of the system with the basic FLC. Some of the performance indices such as integral square error (ISE) require a trial step response time to compute. Outputs are corrective gains used mainly as multipliers for the ScFs. So, the SFLC monitors and assesses the system performance and solves a multi-criteria dynamic optimization of the perfor-

mance of the system with respect to the ScFs. Some criteria consider also restrictions on the system signals - control, error, derivative of error, etc., which conform good system performance to reduced energy consumption [3, 11-12].

The aim of the present research is to develop a simple and general model-free Mamdani two-level FLC design procedure for time-delay nonlinear plants that complies with the demands of real time operation – FLC structure and design simplicity, system stability and robustness, and optimal time domain performance and energy efficiency, ensured by a SFLC for nonlinear adaptive ScFs online tuning.

2. Theoretical Background and Problem Statement

In the fulfillment of the aim stated the procedure developed in [3] is selected because it is suitable for nonlinear plants with time delay without explicit plant mathematical model. It considers independent design of a Mamdani basic two-input PI or PID FLC for system stability and robustness and a Mamdani SFLC for online performance improvement. The basic PI/PID FLC has a simple structure and easy derivation of standard rule bases. Its design combines the Popov absolute stability criterion and the Morari [13] robustness principle.

The Popov stability criterion refers to a closed loop system that consists of a stable dynamic linear time invariant (LTI) part $P_s(s)$ and a single-input (SI) x - single-output o sector bounded static nonlinearity (the SI FLC in this case) with gain $\Psi(x)$. The stable dynamic part $P_s(s)$ in case of a fuzzy system includes the linearised plant $P^o(s)$ and the dynamic pre- $W_1(s)$ and post-processing $W_2(s)$ that forms the PI/PID FLC. The post-processing usually contains an integrating element, which makes the dynamic part $P_{au}(s)=P^o(s).W_1(s).W_2(s)$ critically stable. It is stabilized by a feedback with gain r and then $P_s(s)=P_{au}(s)/[1+r.P_{au}(s)]$. This requires an equivalent parallel gain r to the nonlinearity thus making narrower the bounding sector $r \leq \frac{\Psi(x)}{x} \leq K,\ \Psi(0) = 0$.

According to the Morari principle the linear plant is represented by a family $F=\left[P^o(s), l(s)\right]$, determined by a linear nominal plant $P^o(s)$ and a multiplicative plant model uncertainty $l(s)=\left[P(s)-P^o(s)\right]/P^o(s)$. This assumption allows the plant nonlinearity to be represented by a model uncertainty over a linear nominal model, which holds for smoothly nonlinear plants. The nominal plant model accepted in [3] is of Ziegler-Nichols (Z-N) type with three parameters of clear physical nature for easy expert assessment $P^o(s) = k^o \exp(-\tau^o s)\,(T^o s + 1)^{-1}$. The initial plant model uncertainty is equivalently transferred to uncertainty $l_s(s)$ to $P_s(s)$. Then the robust stability criterion – a modification of the Popov criterion, can be illustrated in Fig.1, where $K_1=K-r$, $P^o_{1m}(j\omega)=\mathrm{Re}P_s(j\omega)+j\omega\mathrm{Im}P_s(j\omega)$ is the modified dynamic part and $r_i=f\{l_s[l(j\omega_i)]\}$ are the model uncertainty discs radiuses. The fuzzy system with the SI FLC is stable if the frequency response of the modified dynamic part with the uncertainty discs over is located below and on the right of the Popov line, determined

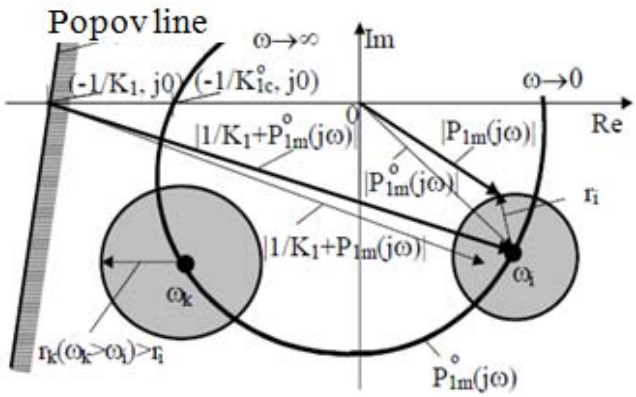


Fig.1. ***Graphical illustration of the modified Popov robust stability criterion***

by K_1. This criterion is used to tune the SI FLC parameters.

The robust performance criterion is more general and includes the robust stability requirement. It is derived to minimize the worst system error e for some frequency and plant from the family F and uses the linearised SI FLC with gain K_1:

$$|S^{o}_{slin}(j\omega)W_f(j\omega)| + |\Phi^{o}_{slin}(j\omega)l_s(j\omega)| < 1, \forall\omega \geq 0. \qquad (1)$$

where the sensitivity and the complementary sensitivity (system closed loop transfer function) are respectively:

$$S^{o}_{slin}(j\omega) = [1 + K_1P^{o}_s(j\omega)]^{-1}, |\Phi^{o}_{slin}(j\omega)| = |K_1P^{o}_s(j\omega)|.|[1 + K_1P^{o}_s(j\omega)]^{-1}|.$$

The disturbance d shaping filter frequency response is denoted as $W_f(j\omega)$.

The design of a two-input PI/PID FLC is based on this criterion applied to an equivalent SI FLC, determined from the control surface output-error projection, which is sector bounded with the exception of a disc around the origin, compensated by shrinking the computed post-processing gain.

The SFLC is designed on the basis of the performance indicators for tuning of each ScF, such as time-domain performance indices and restrictions on system signals and their combinations. The selection considers the requirement for online ScFs tuning, not influencing the system stability, performance fast computation on the basis of reliable, noise-free measurements, known universes of discourse, simple rule bases, high sensitivity of performance on ScF, etc.

The problem to be solved in the present research is the following. Given the block-diagram of the system with the two-level FLC in Fig.2, where the output variable $y(t)$ is stabilized by the control action $u(t)$ in order to maintain the reference value y_r despite the disturbances f and the changes of the plant characteristics with time, with the reference or with disturbances.

The plant is nonlinear, represented by a Z-N linear nominal model $P^o(s)$ and multiplicative plant model uncertainty $l(s)$. They are estimated by experts, assuming mean values for the plant gain k, time-constant T and time delay τ in $P^o(s)$ and the worst changes of these parameters with respect to closed loop system stability that may take place during system operation - k_{max}, T_{min} and τ_{max} in a virtual plant $P(s)$.

The basic FLC is an incremental two-input PI, shown in Fig.3. It consists of a fuzzy unit (FU), pre- and post-processing. The FU has normalized in the range [-1, 1] inputs the error e_n and the derivative of error $\dot{e}_n$, obtained at the output of a first order

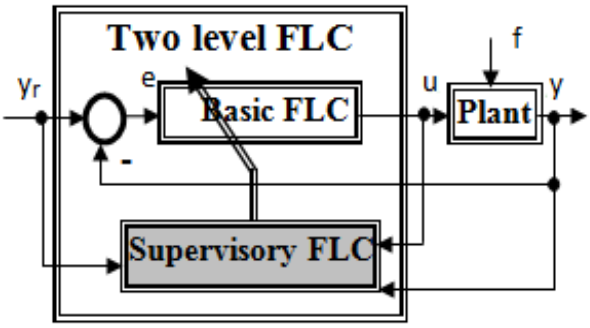


Fig.2. ***Block-diagram of a closed loop system with two-level FLC***

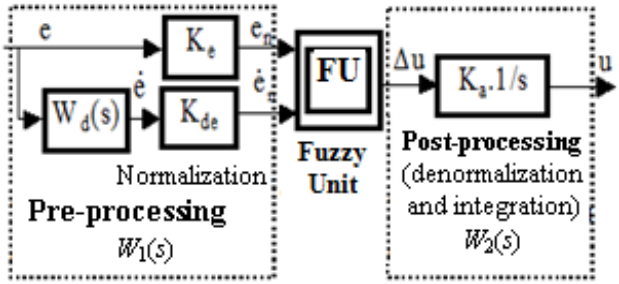


Fig.3. ***Block diagram of basic incremental two-input PI FLC***

differentiator with transfer function $W_{\mathrm{d}}(s) = K_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{d}}s(T_{\mathrm{d}}s+1)^{-1}$ used also to reduce noise impact. The FU output is the normalized in [-1, 1] control rate Δu_{n}. The post-processing is denormalization and integration with common gain K_{a}. The ScFs are the normalization gains for e and $\dot{e}$ and K_{a}.

The objective is to develop a procedure for the design of:

- basic incremental PI FLC by applying the modified Popov criterion for achieving robust stability or performance of the closed loop system;
- SFLC for online ScFs tuning to optimize system performance and energy consumption.

3. Development of a Design Procedure for a Two-Level FLC from Requirements for High Performance and Energy Efficiency

The procedure for designing a two-level FLC consists of the following stages.

I. Design of the basic two-input FLC

Input data: plant parameters – nominal k^{o}, T^{o}, τ^{o} and worst $k_{\max}$, $T_{\min}$, $\tau_{\max}$; gain **B,** determining the range for the tuning parameters from set upper boundary to t_{s} and σ; $\max|W_{\mathrm{f}}(j\omega)|$=0.3÷0.9; maximal expected system error $|e_{\max}|$.

I.1. Design of the FU

- selection of number, type and parameters of MFs for input and output linguistic variables according to standard rules;
- selection of aggregation, implication, accumulation and defuzzification;
- computation of the control surface and its Δu_{n}-e_{n} projection, shown in Fig.4;
- determination of K, r of the bounding sector for the equivalent SI FLC control curve and the diameter δ of the disc area with violated sector bounding condition.

I.2. Tuning of the parameters of the pre- and post-processing of the equivalent SI FLC $\mathbf{p}_{\mathrm{SIFLC}}=[T_{\mathrm{d}},K_{\mathrm{d}},K_{\mathrm{a}}]^{\mathrm{T}}$

- computation T_{d}=(3÷10) Δt, where the sample period is Δt=0.1min($T_{\min}$,τ^{o});
- significant frequency range computation - $\mathbf{D}_{\omega}=[\omega_{\mathrm{o}}.10^{-1}, \omega_{\mathrm{o}}.10^{1}]$, $\omega_{\mathrm{o}}=2\pi/T^{\mathrm{o}}$;
- computation of the ranges for K_{a} and K_{d} -K_{a} =(0.1÷5)$T^{\mathrm{o}}/(K.K_{\mathrm{ds}}.T_{\mathrm{d}}.K_{\mathrm{d}}.k^{\mathrm{o}}.\tau^{\mathrm{o}})$ and K_{d}=5T_{d}÷**B**.$T^{\mathrm{o}}/T_{\mathrm{d}}$, where K_{ds}=1/[(K_{d}+1).$|e_{\max}|$];
- for each combination (K_{d}, K_{a}) check for $P_{\mathrm{s}}(j\omega)$ stability condition, Popov stability condition with nominal plant, robust stability /performance curve close below 1 to compromise between minimal possible t_{s} and σ and storage of (K_{d}, K_{a}) if fulfilled;

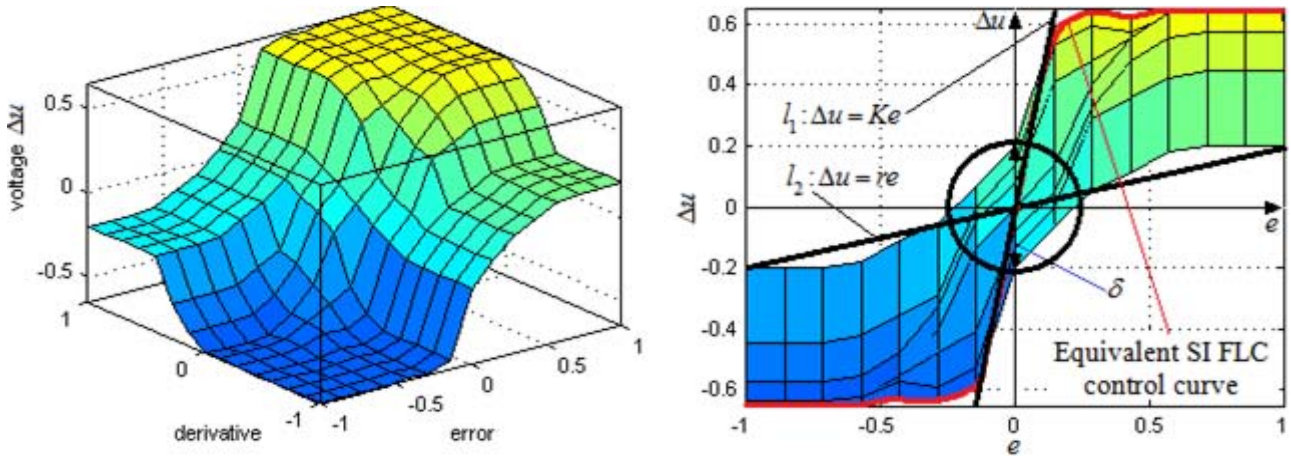


Fig.4. ***Control surface*** $\Delta u - e$ ***projection***

- selection of optimal couple (K_d, K_a) from additional criterion for disturbance filtering - $(K_p/T_i)=K.K_a.K_{ds}$=max, where K_p and T_i are the gain and the integral action time of the linearized PI FLC respectively.

I.3. Tuning of the parameters of the pre- and post-processing of the initial two-input PI FLC $\mathbf{p}_{FLC}=[T_d, K_d, k.K_a]^T$, where $k = \frac{\delta_{min}}{\delta_{max}-\delta_{min}}.(\delta_{max}/\delta\text{-}1)$, δ_{max} is range for the output Δu, δ_{min}=(0.01÷0.2) δ_{max} - the practical "0" for the disc area, where the sector bounding condition is violated.

I.4. Computation of the normalization ScFs - $K_e=K_{de}=1/|e_{max}|$.

II. Design of SFLC, consisting of a number of independent FUs

II.1. Selection of the ScFs to be tuned online and their universes of discourse, their number defines the number of the independent SI FUs.

II.2. Identification of the separate performance indicators (**P**) and their combinations (P) as well as their universes of discourse for tuning of each of the ScFs – identification of the corresponding measurements and computations for their assessment;

II.3. Design of ScFs online correction function - multiplicative, additive, combined or complex relation between ScF_i and k_i.

II.4. Design of *i* independent FUs with input $\mathbf{P}_i$ and output k_i - MFs number, type, parameters (usually standard, with defined normal or desired term), fuzzy rules, aggregation, implication, accumulation and defuzzification methods.

III. Scheme completion

4. Design of Two-Level FLC for Temperature

The developed design procedure is applied for the two-level FLC for the air temperature in a laboratory tubular dryer, shown in Fig.5.

The temperature is measured by the help of resistor thermometer Platinum100 (Pt 100) as a temperature sensor, which via a three wire line for compensation of the lead wires resistance is connected to a temperature transmitter – a bridge circuit with standard voltage output in the range [0,10]V. The DAQ interfacing board via ADC brings measurement information to the computer, where MATLAB^{TM} via Simulink model and available drivers reads it, processes it and passes proper control action via

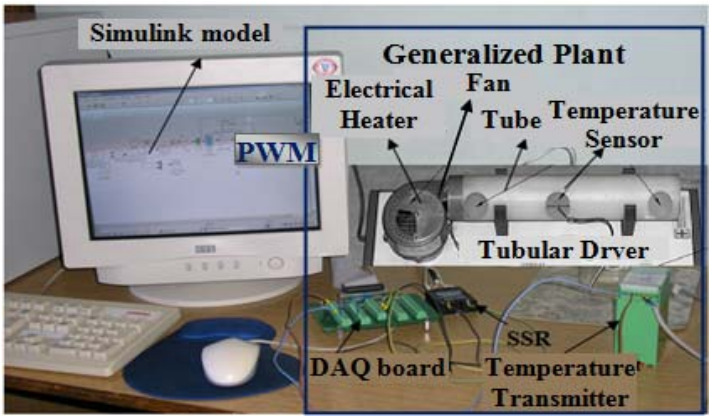


Fig.5. ***Laboratory tubular dryer for temperature control in MATLAB***

DAQ digital outputs to the solid state relay (SSR). In the Simulink model the input voltage is filtered, converted to temperature in the range [0, 200]^{o}C and displayed. There the reference y_r for the controlled temperature y or the input to the plant is produced from virtual generators and the corresponding control algorithm is computed. The Simulink model output is a pulse-width-modulation (PWM) of the control action or the plant input. The output pulses control via DAQ the SSR to connect the electrical heater to the mains supply for the duration of the pulses. In order to intensify the heat exchange the SSR in the same manner controls in parallel a fan. The cooling is provided by natural convection. Thus the generalized plant has input the input – virtual voltage to the PWM and output - the converted to temperature filtered voltage from the temperature transmitter. It includes the measuring devices (temperature sensor and transmitter, DAQ, software filter and converter), the heating process and the actuator (PWM, DAQ, SSR, heater, fan). The experimental generalized plant step responses in different operation points and heat exchange conditions prove plant nonlinearity, inertia and parameter variations.

The design uses Fuzzy Logic Toolbox of MATLAB^{TM} [14]. **Input data:** Expert estimation of k^o=6°C/V, T^o=101s, τ^o=5.25s and k_{max}=16°C/V, T_{min}=67s, τ_{max}=10.5s; **B**=0.6; max$|W_f(j\omega)|$=0.5; $|e_{max}|$=10°C.

I. Design of the basic FLC

The design of the FU is based on standard MFs, and fuzzy rules, given in Fig.6 and Table 1 respectively. The aggregation is MIN, the implication - MAX-MIN, the defuzzification - Centre-of-Gravity (CoG). The control surface and its Δu -e projection are shown in Fig.4, from where K=4.3, r=0.2 and δ=0.4.

The tuning of the parameters of the pre- and post-processing of the equivalent SI FLC results in $\mathbf{p}_{SIFLC}$=[T_d=3, K_d=56.25, K_a=0.55]^T. The two-input Mamdani PI FLC parameters are $\mathbf{p}_{FLC}$=[T_d=3, K_d=56.25, $k.K_a$=0.049]^T with k=0.09 for δ_{min}=0.044, δ_{max}=2. The ScFs computed are K_e=K_{de}=1/$|e_{max}|$=0.1.

II. Design of the SFLC

The structure of the two-level FLC is shown in Fig.7. It consists of a basic FLC and a SFLC. The SFLC is built of two separate independent FUs – SFLCk_e with input $|e_n|$ and output k_e for tuning of K_e in a multiplicative way – $k_e.K_e$ and SFLCk_{de} with input $|\dot{e}_n|$ and output k_{de} for tuning of K_{de} in a multiplicative way – $k_{de}.K_{de}$. The tuning of K_a

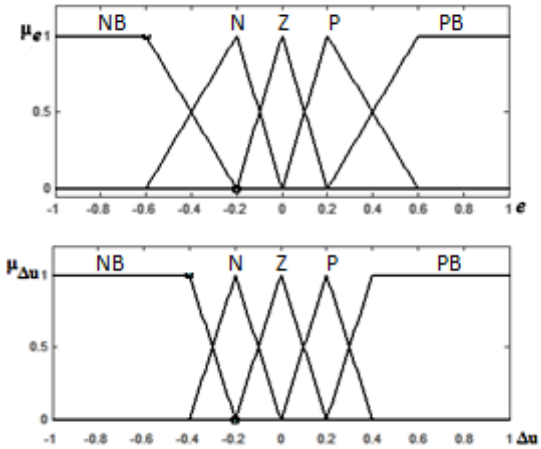


Fig.6. ***Membership functions***
NB-Negative Big, N-Negative, Z-Zero, P-Positive, PB-Positive Big

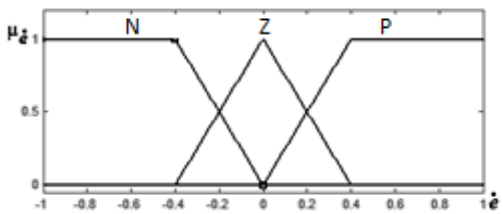


Table 1 Fuzzy Associative Memory – Fuzzy Rules

$\dot{e}$	e				
	NB	**N**	**Z**	**P**	**PB**
N	NB	NB	N	Z	P
Z	NB	N	Z	P	PB
P	N	Z	P	PB	PB

is based on a function of two components $k_{\Delta u1}$ – output of SFLC $k_{\Delta u1}$ and $k_{\Delta u2}$ – output of SFLC$k_{\Delta u2}$, where the corresponding inputs are y/y_r (measure for overshoot) and $|\Delta u|$. The multiplier k_a of K_a - $k_a.K_a$ is $k_a(y/y_r, |\Delta u|)=1+ [k_{\Delta u1}(y/y_r)+k_{\Delta u2}(|\Delta u|)]$.
The comparator to 1.5 and the block "Logic" in Fig. 7 detect the direction of the step response depending on the increase or decrease of the reference with respect to the previous reference, necessary to correctly estimate y/y_r.
All components of the SFLC consider the time domain system performance and restrictions on all measured signals e, $\dot{e}$, Δu, y/y_r. The energy consumption is decreased when the overshoot and the settling time are reduced at a low level of control action. Underdamped processes for $u(t)$ or $y(t)$ are not energy efficient since the new reference is reached via overheating followed by overcooling. Thus energy efficiency is closely related to system performance. For higher control action the SSR keeps the electrical heater and the fan switched on for longer periods of time - the output control pulses after the PWM are wider, so the duty ratio (Duration of pulses/Period) is bigger and the energy consumed by the heater and the fan is greater. Considering that $u(t)\geq 0$ the energy consumption can be estimated for the time of the experiments t_f by $EEF = \int_{to=0}^{t_f} u(t)dt$. The smaller EEF is the more economic the control is and the less the duration of connecting of heater and fan to the mains.

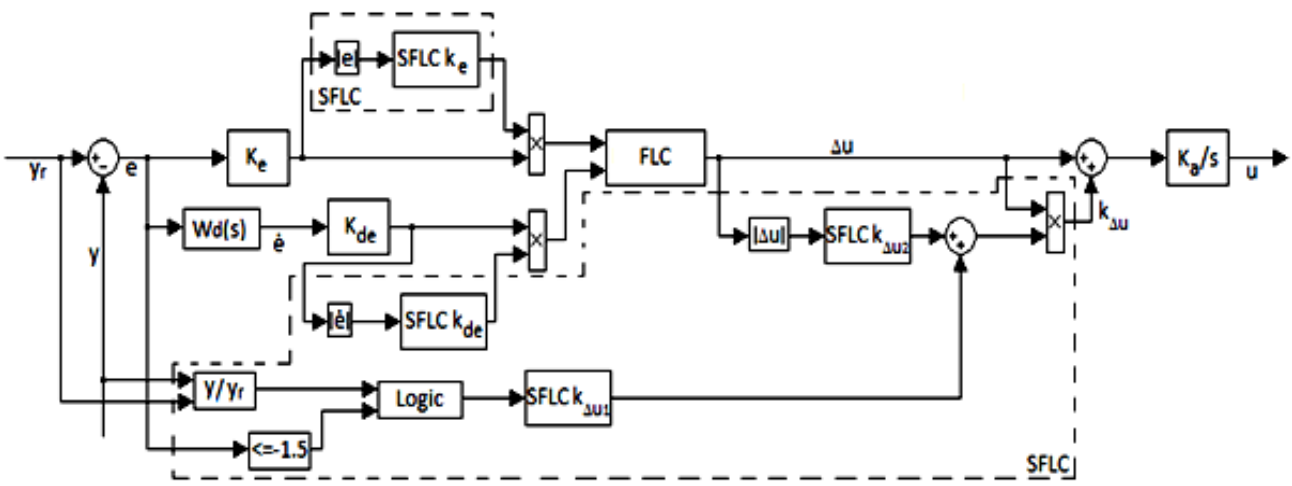


Fig.7. ***Structure of the two-level FLC***

All SFLC FUs have 2 Gaussian MFs (‘big’ and ‘small’) for the corresponding input (measured performance) and output (corrective gain) linguistic variables. The fuzzy rules are simple and identical for the four FUs:

If ‘input’ is ‘big’ **then** ‘output’ is ‘small’
If ‘input’ is ‘small’ **then** ‘output’ is ‘big’

The universes of discourse are k_e, k_{de}, $k_{\Delta u1}$, $k_{\Delta u2}$=[0.5,1.5]; $|e|$, $|\dot{e}|$, $|\Delta u|$=[0, 1], y/y_r=[0, 2]. The implication is MAX-MIN and the defuzzification CoG.

III. MATLAB completion of the two-level FLC

5. Real Time Experimentation and Performance Assessment

In the experimental setup from Fig.5 a developed Simulink model computes the designed two-level FLC. Experimentally are studied the temperature step responses to various reference changes of two closed loop systems - with basic FLC and with two-level FLC, shown in Fig.8, the control action and *EEF*. Then the performance (t_s, σ and robustness) and the energy efficiency (lack of oscillations and low level of control action) in various operation points are assessed. The analysis shows that the two-level FLC system reduces t_s on average by 37% and *EEF*, which is related to energy consumption, on average by 11%, retain good performance robustness – preserves performance at changes of the plant parameters with the operation points and has a more economic control action, but it is more oscillatory due to the continuous online change of the ScFs at each time step.

6. Conclusions

The main results in the present research conclude to the following.
A procedure is developed for model-free design of two-level Mamdani FLCs for processes, accounting for plant nonlinearity, time delay and model uncertainty. It offers independent design of the basic PI FLC and the supervisory FLC which is built of separate single-input FLCs. The PI FLC is designed from stability and robustness criteria by applying a modified Popov method. The SFLC improves system performance without influencing the stability by auto-tuning of the ScFs accounting for error, derivative of error, overshoot and control action rate, which together are

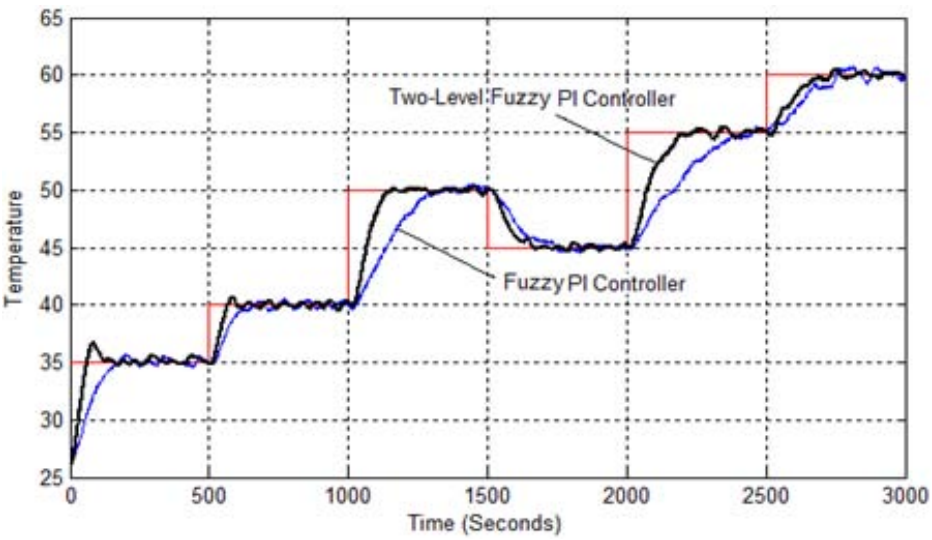


Fig.8. ***Closed loop fuzzy systems step responses of the temperature***

related to system performance and energy efficiency. The design procedure is applied for the control of temperature in a laboratory tubular dryer. The closed loop system shows good performance robustness, shorter settling time and smaller energy consumption. It can be further improved by reducing the control action oscillations via introduction of the dead zone for the performance changes.
The future work is in the two-level FLC simplification by neuro-fuzzy techniques.

REFERENCES

[1] Tanaka K. and H. O. Wang, ***Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach***, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
[2] Wu S-M., C-C. Sun, H-Y. Chung and W-J Chang, ***Mixed H2/H∞ Region-Based Fuzzy Controller Design for Continuous-Time Fuzzy Systems***, Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 18, IOS Press, NL, 2007, pp.19-30.
[3] Йорданова С., ***Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси***, КИНГ, София, 2011.
[4] Li H.-X. and S.K. Tso, ***A Fuzzy PLC with Gain-Scheduling Control Resolution for a Thermal Process – A Case Study***, Control Eng. Practice,No 7,1999,pp.523-529.
[5] Lam H.K. and F.H.F. Leung, ***Fuzzy Controller with Stability and Performance Rules for Nonlinear Systems***, Fuzzy Sets and Systems,vol.158,No2,2007,pp.147-163.
[6] Akkizidis I.S., G.N. Roberts, P.Ridao and J. Batlle, ***Designing a Fuzzy-like PD Controller for an Underwater Robot***, Control Eng. Practice, No 11,2003,pp. 471-480.
[7] Lu Qing and M. Mahfouf, ***A Model-Free Self-Organizing Fuzzy Logic Control System Using a Dynamic Performance Index Table***, J. Transactions of the Institute of Measurement and Control, vol. 32, No 1, 2010, pp. 51-72.
[8] Hwang C-L and L-J. Chang, ***Fuzzy Neural-Based Control for Nonlinear Time-Varying Delay Systems***, J. IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, *Part B*, vol. 37, No 8, 2007, pp. 1471-1485.
[9] Chung H-Y, B-C Chen and J-J Lin, ***A PI-type Fuzzy Controller with Self-tuning Scaling Factors***, J. Fuzzy Sets and Systems, vol. 93, 1998, pp. 23-28.
[10] Mudi R. K. and N. R. Pal, ***A Self-Tuning Fuzzy PI Controller***, J. Fuzzy Sets and Systems, vol. 115, No 2, 2000, pp. 327-338.
[11] Yordanova S., ***Fuzzy Two-Level Control for Anaerobic Wastewater Treatment***, Proc. 2nd Int. IEEE conf. "Intelligent Systems", vol. I, Bulgaria, 2004, pp. 348-352.
[12] Yordanova S., R. Tsekova, B. Tabakova and V. Mladenov, ***MATLAB Real-Time Two-Level Fuzzy Control of Nonlinear Plant***, Proc. 11th WSEAS Int. conf. on Systems, Crete, Greece, July 23-25, 2007, pp. 183-188.
[13] Morari M. and B. Zafiriou, ***Robust Process Control***, Prentice Hall, N.J., 1989.
[14] ***Fuzzy Logic Toolbox User's Guide: for Use with MATLAB***, MathWorks, 1998.

Authors: Snejana Yordanova, Prof. Dr., dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *sty@tu-sofia.bg*; Vladimir Yankov, MEng., Diploma student, Faculty of Automation, Technical University of Sofia

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД „ОБЪРНАТО МАХАЛО С МАХОВИК" - ОПИСАНИЕ И ПЪРВИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

Станислав Енев

Резюме: *Работата представя лабораторен стенд с обект – обърнато махало с маховик, както и някои първоначални експерименти, свързани с идентификацията и управлението на обекта. Експериментално е изследвано линейно управление с обратна връзка по състояние при задачата за стабилизиране на махалото в горното неустойчиво равновесно положение. В закона за управление е включена и моделно-базирана компенсация на триенето с цел елиминиране на установяващия се граничен цикъл. Посочени са направления и задачи за бъдещи изследвания с използване на изградения стенд.*

Ключови думи: *обърнато махало с маховик, синтез по желани полюси, компенсация на триене, експериментални резултати*

A LABORATORY INERTIA WHEEL PENDULUM TESTBED – DESCRIPTION AND FIRST EXPERIMENTS

Stanislav Enev

Abstract: *In this paper a laboratory testbed with the inertia wheel pendulum is presented along with first control and identification related experimental results. Linear state feedback control law is experimented for the problem of stabilizing the pendulum around its unstable top position. The control law is augmented with a simple friction compensation scheme in order to eliminate the observed limit cycle. Directions and problems for future research with the built apparatus are suggested.*

Keywords: *inertia wheel pendulum, pole placement, friction compensation, experimental results*

1. Introduction

The inertia wheel pendulum (IWP) represents a relatively novel mechanical system attracting a lot of attention in recent years as a research and teaching "tool" in the control systems field. It is a physical pendulum with a rotating symmetrical wheel at the pendulum top and represents an underactuated mechanical system since only the wheel is actuated while the joint at the pendulum base is not. The IWP dynamics are considered a representative case study when testing and studying different nonlinear control strategies [1-5]. Also, many interesting and not solved control problems arise in underactuated configurations (such as control in robot walking, running, flying and

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

so on), and being an underactuated system, the IWP may be useful when trying to gain insight into the dynamics involved and possible ways to control them. From pedagogical viewpoint, it is attractive mainly because it is “the most linear” of all pendulum systems, having only one nonlinear term in its equations of motion (the gravity induced torque on the pendulum), which makes it suitable for introducing unstable systems and state-space techniques in linear control courses. It is also a nonlinear, but feedback linearizable system - [1] (given some assumptions), while most other pendulum systems are not.

In this paper a laboratory tested with the IWP is described, along with first control and identification related experimental results. Based on a linearized description of the system around the unstable top position, a linear state feedback balancing controller is designed by pole placement. However asymptotic stabilization was not achieved, but rather a stable limit cycle was observed which resulted from the significant friction existing in the base joint of the laboratory apparatus. A simple static model-based friction compensation scheme was implemented with the aim of eliminating the limit cycle.

3. Testbed description

The main blocks of the laboratory testbed are depicted in Fig.1. It is a hardware-in-the-loop system. The control law is implemented in real-time within the Real-Time Windows Target environment of Matlab®, with Simulink® being used as control law building environment and an interface for data logging and visualization. The interface to the physical system is realized with the DAQ board NI 6014 through a signal conditioning and power amplification custom-made circuit board.

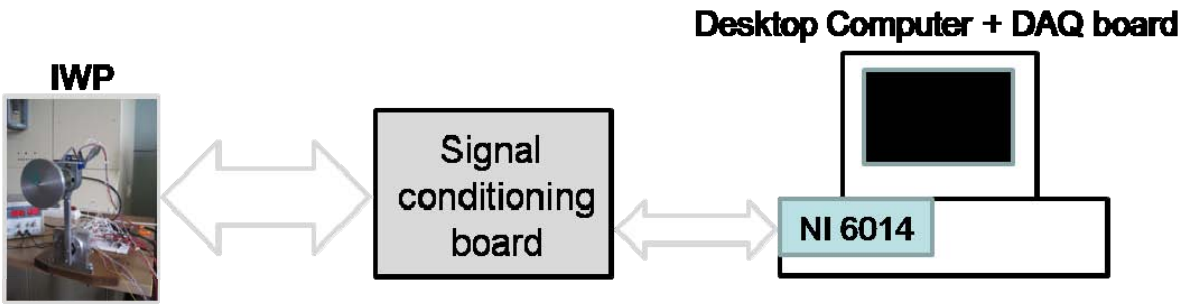


Fig.1. Block diagram of the laboratory experiment

The laboratory apparatus is shown in Fig.2. It comprises a planar physical pendulum made of a rod and the stator of the DC motor, which actuates an inertia wheel, mounted on its rotor. The IWP is instrumented with two incremental quadrature encoders mounted on the two revolute joints of the system. Actually the rod of the pendulum is mounted directly on the shaft of one of the encoders which serves actually as the pendulum joint of the mechanism (the encoder is fixed to the base plate of the build). The pendulum encoder outputs 3600 ppr, and the motor encoder outputs 512 ppr. The numbered pieces and devices on Fig.2 are as follows: 1 – the inertia wheel; 2 – the DC motor with mounted incremental encoder; 3 – the pendulum encoder; 4 – the pendulum rod.

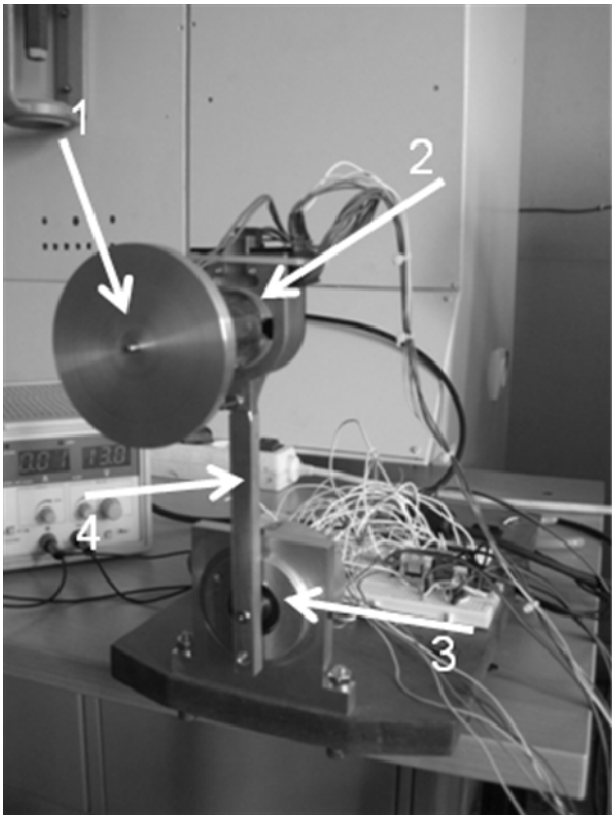


Fig.2 The IWP balancing at the unstable equilibrium

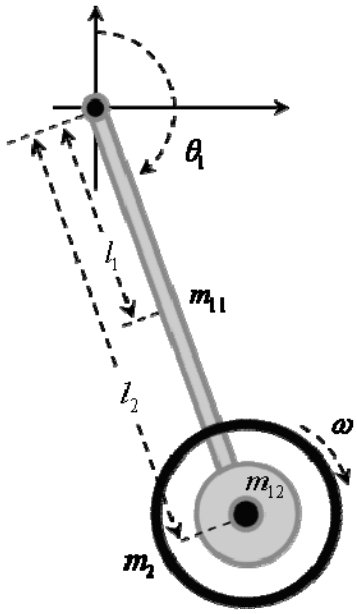


Fig. 3 Sketch of the IWP

The signal conditioning board contains the following blocks:

- A decoder circuit for each of the two incremental encoders used to decode the generated pulse trains. An original decoding circuit realizing combinational and sequential logic, which operates asynchronously with no additional clocking was designed and implemented. Each decoder circuit outputs a direction signal and a pulse, on a second output line, when an edge in any of the encoder two outputs is detected. Thus, the resolution is increased by a factor of 4 to 14400 counts per revolution for the pendulum encoder and to 2048 for the motor encoder. The decoded signals are fed to the up/down counters of the NI 6014 DAQ board;
  Remark: Using incremental encoders for position sensing on itself requires precise and spot direction change detection. Moreover, vibrations occur when operating the pendulum, which also may lead to interpreting certain counts as “false” or increment position in the wrong direction. Also, counting only on falling or rising edges may lead to error accumulation in the calculated position value in certain scenarios. These problems were solved with the implemented decoding circuit.
- A linear push-pull outputs circuit with bipolar transistors and flyback diodes providing the high current needed by the motor. The analog low-current control signal, output by the DAQ board, is fed to an operational amplifier with negative feedback on the motor voltage configured for a gain of 1,5.

Also, the actual armature voltage of the motor and the voltage drop over a current sensing resistor of 0,05 Ω are fed to two of the board’s analog input lines. The maximum voltage that can be applied to the motor is 15V, since the analog output of the DAQ board is limited to 10V.

2. Mathematical modeling of the IWP

The mechanical structure of the IWP is schematically depicted in Fig.3. The following variable and parameter notations are used:

$\theta_1(t)$ - pendulum angle;

$\omega(t)$ - wheel angular speed (both, as defined in Fig.1);

$\tau(t)$ - torque acting between wheel and pendulum, created by the DC motor;

m_{11} - mass of the rod;

m_{12} - mass of the DC motor stator;

m_2 - mass of the inertia wheel plus the mass of the DC motor rotor;

l_1 - distance to the center of mass of the rod;

l_2 - distance to the center of mass of the wheel (the wheel and the rotor being symmetrical, this is actually the distance to the wheel axis);

J_1 - the moment of inertia of the pendulum around its center of mass;

J_2 - the moment of inertia of the wheel (plus rotor).

Assuming that the axis of rotation of the wheel is parallel to the pendulum axis, both perpendicular to a vertical plane, and the wheel is symmetric with respect to its axis of rotation the Euler – Lagrange equations of motion are easily obtained and can be put in the following form:

$$\begin{aligned} &\left(m_{11}l_1^2 + (m_{12}+m_2)l_2^2 + J_1 + J_2\right)\ddot{\theta}_1 + J_2\dot{\omega} = m_c g \sin\theta_1 \\ &J_2\ddot{\theta}_1 + J_2\dot{\omega} = \tau \end{aligned}, \qquad (1)$$

with: $m_c = m_{11}l_1 + (m_{12}+m_2)l_2$ and g - the gravity acceleration.

A term $-f_1(\dot{\theta}_1)$ is added to the right-hand side of (1) to account for the friction in the pendulum joint. The friction model adopted is a static model including Coulomb and viscous friction components [7], so we have: $f_1(\dot{\theta}_1) \equiv c_{11} sign(\dot{\theta}_1) + c_{12}\dot{\theta}_1$.

The masses of the motor, the wheel and the pendulum rod were measured to be $0,235\,kg$, $0,06\,kg$ and $0,03\,kg$ respectively, so $m_{12} + m_2 = 0,295\,kg$.

By design we have: $l_2 = 0,125\,m$ (the rod is designed to allow also a mounting so that l_2 is equal to $0,145\,m$) and the distance to the center of mass of the rod with this value of l_2 is estimated to be around $l_1 = 0,04\,m$.

Several experiments were conducted with the pendulum with no torque applied by the motor. The transient responses, shown on the left in Fig. 4 show the pendulum angle evolution with the connecting cables not attached (the upper graph) and attached to the DC motor and encoder. It is seen, that significant torque is applied by the cables since the pendulum is driven still in approximately one third of the time required for it to settle without the cables. In the graph, shown on the left in Fig. 4, the wheel is not allowed to rotate around its axis.

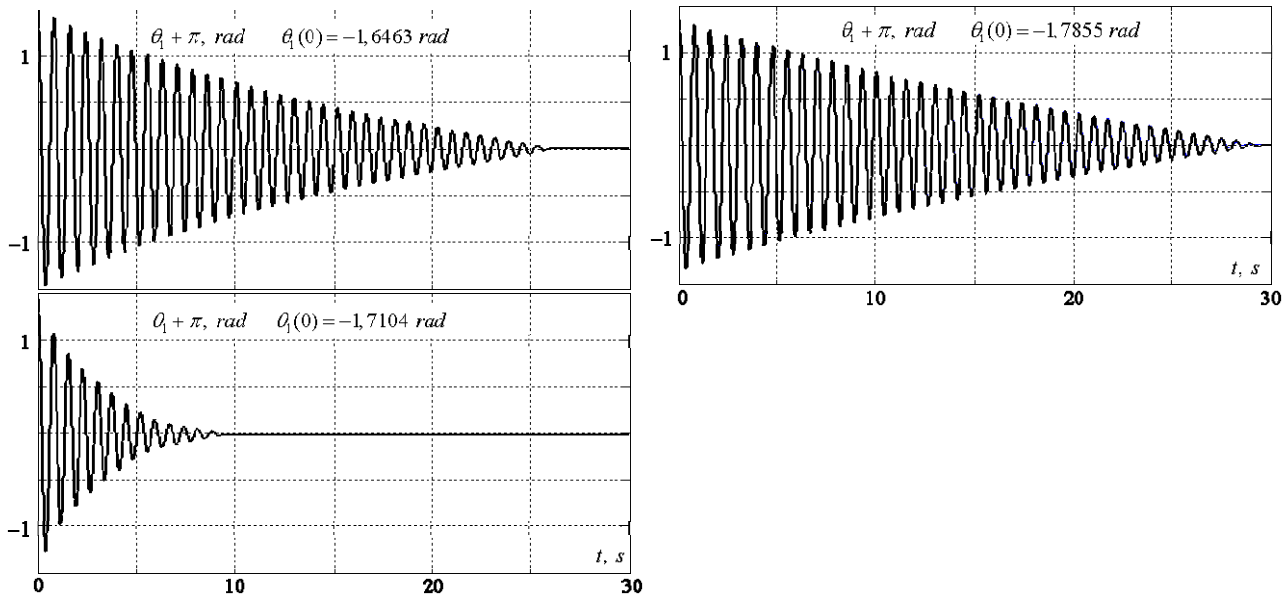


Fig.4. Free responses of the pendulum angle

A physical pendulum is obtained this way with the following equation of motion:

$$\left(m_p l_p^2 + J_p\right)\ddot{\theta}_1 = m_p l_p g \sin\theta_1 - f_1(\dot{\theta}_1)\,, \tag{2}$$

with: $m_p = m_{11} + m_{12} + m_2$ and,

l_p - distance to the center of mass of the fixed-wheel pendulum;

J_p - the moment of inertia of the fixed-wheel pendulum around its center of mass.

The following parameter values were estimated by minimizing the sum of squared differences between model output and the actual position measurement for a sampling period of $0,005\,s$:

$$l_p = 0{,}1236\,m\,,\ J_p = 185.10^{-6}\ kgm^2\,,\ c_{11} = 0{,}00225\ Nms/rad\,,\ c_{12} = 0{,}0002\ Nms/rad\,. \tag{3}$$

The motor torque is given by the following expression:

$$\tau = k_m(u - k_m\omega)/R - f_2(\omega)\,, \tag{4}$$

where:

u - the armature voltage of the DC motor;

k_m - motor constant (assuming back e.m.f. and torque constants are equal);

R - rotor winding resistance;

$f_2(\omega)$ - friction torque at the rotor bearings and collector brushes. Again, Coulomb and viscous friction components are adopted and the term is defined as:

$$f_2(\omega) \equiv c_{21} sign(\omega) + c_{22}\omega\,.$$

The inductance of the rotor winding is neglected in the description, since initial experiments suggested a very small value of the motor's electrical time constant.

The following estimates of the model parameters were found:

$$k_m = 0{,}04\ Nm/A\,,\ R = 12{,}5\ \Omega\,,\ c_{11} = 0{,}0016\ Nms/rad\,,\ c_{22} = 10^{-5}\ Nms/rad\,. \tag{5}$$

The inertia wheel was designed with a moment of inertia of $32.10^{-6}\ kgm^2$. A value of $36.10^{-6}\ kgm^2$ for J_2 was found to fit better experimental results. For the pendulum moment of inertia, the value of $J_1 = 180.10^{-6}\ kgm^2$ was estimated by fitting the response of the model to the response of the pendulum shown in the upper left graph in Fig. 4.
Further identification experiments are planned to refine parameter estimates in the model of the mechanism.

4. First control experiments

A linear state feedback law was experimented for balancing the IWP around the unstable top position. The linearized model of the pendulum around the unstable equilibrium point is given by:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{11} & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ a_{12} \\ a_{22} \end{bmatrix} \tau + \begin{bmatrix} 0 \\ a_{11} f_1 \\ a_{21} f_1 \end{bmatrix}, \tag{6}$$

with: $[x_1\ x_2\ x_3]^T \equiv [\theta_1\ \dot{\theta}_1\ \omega]^T$ and,

$$D = \left(m_{11} l_1^2 + (m_{12} + m_2) l_2^2 + J_1\right) J_2,\ a_{11} = J_2 / D,\ a_{12} = a_{21} = -J_2 / D,\ a_{22} = \left(m_{11} l_1^2 + (m_{12} + m_2) l_2^2 + J_1 + J_2\right) / D.$$

The state feedback coefficients were designed by pole placement with the desired closed-loop poles being located at -3, -4, and -5.
The torque is calculated by:

$$\tau = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3, \tag{7}$$

with $k_1 = 0{,}6$, $k_1 = 0{,}062$ and $k_1 = 3.10^{-5}$.

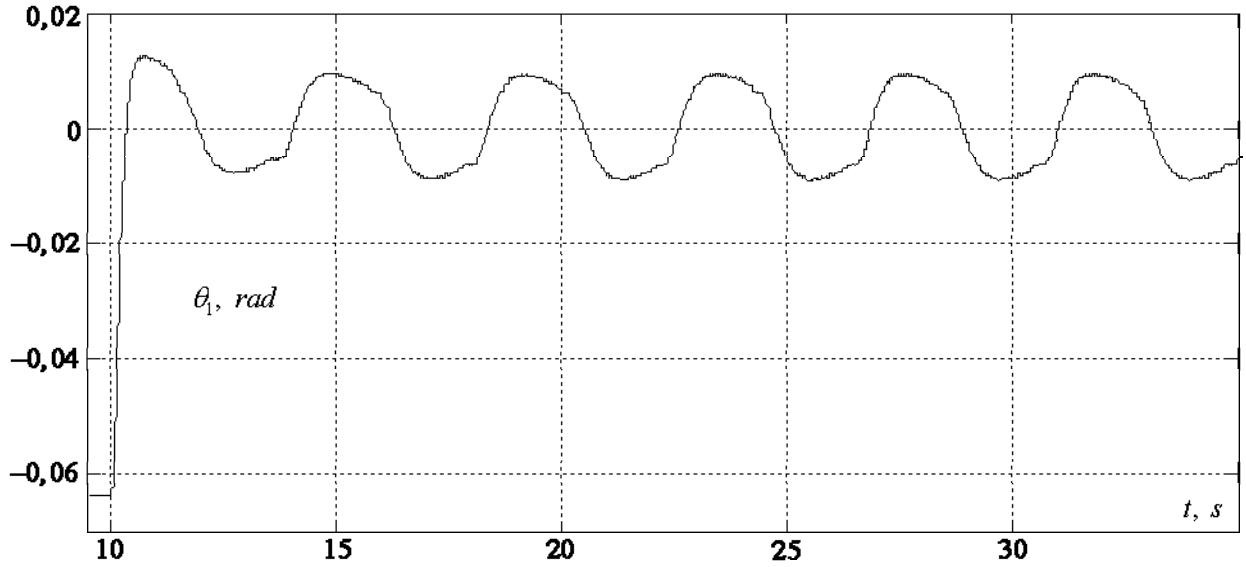


Fig5. Response of the pendulum angle from non-zero initial value

The required control signal to the DC motor is calculated from (3). Practically, a feed-forward model-based compensation of the back e.m.f. and friction terms is done. Then, the result is scaled by 2/3 to account for the gain of the output stage.
As seen in Fig.5, a stable limit cycle establishes and the pendulum oscillates around the equilibrium point. This behavior is due to the friction present at the pendulum

joint. Additional term is added to the feedback law in order to compensate the friction effect on the pendulum velocity and the desired torque is calculated as:

$$\tau = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 - a_{11} a_{12}^{-1} f_1(x_2)\,. \tag{8}$$

An excerpt from an experiment is shown in Fig. 6. Short pushes are applied to the pendulum after each settling of the pendulum angle (shown in encoder counts, with 1 count being equivalent to $0{,}025^\circ$).

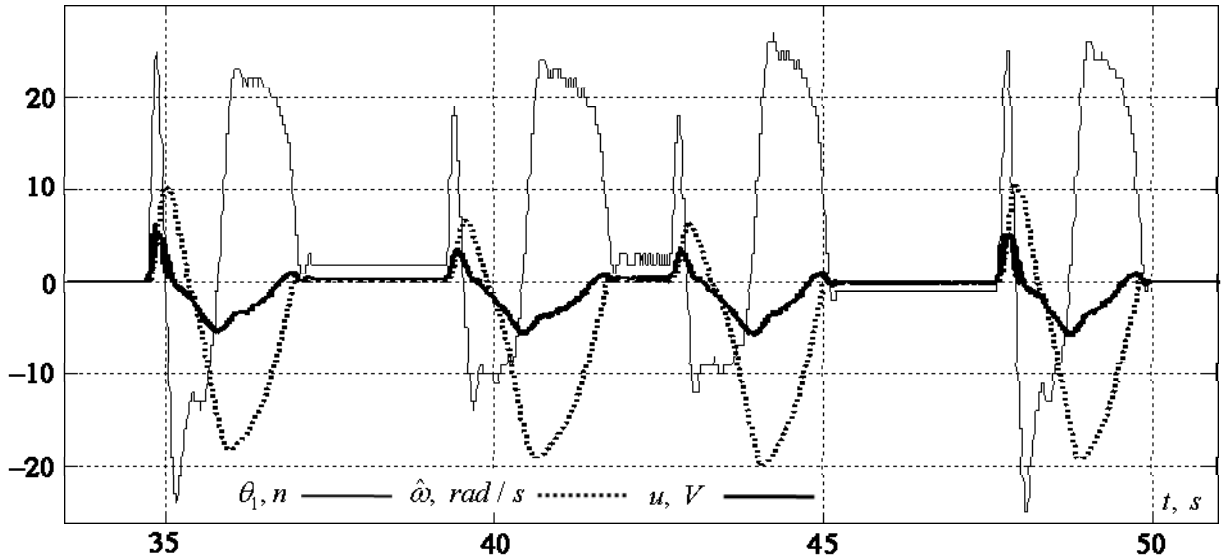


Fig.6

Due to some problems with the motor encoder, the control law in both experiments was actually elaborated using a speed estimate, generated by $J_2\dot{\hat{\omega}} = \tau$. The value of c_{12} used in the compensation term was the one in (3), while c_{11} was adjusted experimentally to a much larger value than the one in (3) ($0{,}0051\ Nms/rad$) to obtain the present results.

It is seen that that the pendulum is brought still to and **near** the upright position and actually the static friction is sufficient to hold the pendulum there, without any control effort.

6. Conclusion and research directions

A testbed with the inertia wheel pendulum and first experimental results are presented in this paper. Linear state feedback balancing controller with added friction compensation terms was successfully experimented for the problem of stabilizing the pendulum at the unstable equilibrium position. From the conducted experiments several facts, deserving attention will be discussed in the following.

First, it was found that the connecting wires tension results in signification torques applied to the mechanism. These, along with the observed significant friction in the encoder shaft (actually the pendulum joint), induce a deviation of the pendulum from the absolute vertical position when the pendulum is hanging down. This leads to deviation in the calculated *zero* of the pendulum angle from the actual vertical upright position. Further experiments will be conducted to determine the influence of both fac-

tors. These features suggest developing and applying methods for estimation of the actual vertical position during pendulum stabilization.

Another research direction will focus on more sophisticated friction modeling and identification, and dynamic models-based compensation. As pointed out in [3] and [6], the physical damping in the mechanism joints is usually not taken into account in the model used for control design for the IWP, since it destroys certain properties of the model that make possible the application of most design techniques. Thus, adequate friction compensation leads to significant benefits control design and performance-wise.

A long-term goal will be to experimentally test different nonlinear design methods and control laws for the problems of swing-up, stabilization, stable limit cycle generation with desired parameters and others on the built apparatus.

REFERENCES

[1] Spong M.W., Corke, P., Lozano, R. (2001), ***Nonlinear Control of the Inertia Wheel Pendulum***, Automatica 37, 2001, pp. 1845-1851

[2] Olfati-Saber R. (2001), ***Global Stabilization of a Flat Underactuated System: the Inertia Wheel Pendulum***, Proceedings of the 40th Conference on Decision and Control 4, 2001, pp. 3764-3765

[3] Aguilar-Ibanez C.F., Gutierrez F. O.O., Suarez Castanon M. S. (2008), ***Stabilization of the strongly damping inertia wheel pendulum by a nested saturation functions*** , American Control Conference June 11-13, 2008, pp. 3434-3439

[4] Ortega R., Spong, M.W., Gomez-Estern, F. (2002), ***Stabilization of Underactuated Mechanical Systems via Interconnection and Damping Assignment***, IEEE Trans. Aut. Control. 47(8), 2002, pp. 1281-1233

[5] Andary S., Chemori, A., Krut, S. (2009), ***Control of the Underactuated Inertia Wheel Inverted Pendulum for Stable Limit Cycle Generation***, Advanced Robotics 23 (2009), pp. 1999-2014

[6] Ortega R., Garcia-Canseco, E. (2004), ***Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey***, European Journal of Control, 10, 2004, pp. 432-450

[7] Astrom K.J. (1998), ***Control of Systems with Friction***, Proceeding of the Fourth International Conference on Motion and Vibration Control, 1998.

Автор: Станислав Енев, гл. ас. д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *enev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

КОНФИГУРИРАНЕ НА СРЕДСТВА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД "ОБЪРНАТО МАХАЛО"

Александър Маринчев, Васил Гълъбов

Резюме: *Лабораторният стенд "обърнато махало" моделира динамиката на множество индустриални обекти и системи, изискващи прилагането на специфични алгоритми за управление. Целта на настоящата работа е да се разработи управляващо устройство, позволяващо лесно синтезиране и експериментално изследване на различни алгоритми за управление върху лабораторния стенд "обърнато махало" чрез използването на програмни продукти, работещи на обикновен персонален компютър.*

Ключови думи: *обърнато махало, позициониране на подвижна платформа, управление с персонален компютър*

SETUP OF CONTROL TOOLS FOR LABORATORY BENCH "INVERTED PENDULUM"

Aleksandar Marinchev, Vassil Galabov

Abstract: *Laboratory bench "inverted pendulum" models dynamics of various real industrial systems, this dynamic is such that it is necessary to supply a specific control algorithm. The aim of this work is to implement and adjust control unit which allows easy synthesis and application of various advanced control algorithms on the laboratory bench "inverted pendulum" using software running on an regular PC.*

Keywords: *inverted pendulum, positioning of moving platform, control with PC*

1. Въведение

Лабораторният стенд "обърнато махало" често се използва за демонстрация на динамиката на специфични реални обекти и системи. Обърнатото махало е такова махало, на което центърът на тежестта се намира над точката на окачане на махалото. За разлика от нормалните махала, които висят надолу и са устойчиви, обърнатото махало е неустойчива система и за да стои стабилно в изправено положение е необходимо непрекъснатото прилагане на управляващи въздействия върху него. Управляващите въздействия върху обърнатото махало могат да се прилагат по множество различни начини: чрез прилагане на въртящ момент в точката на окачане, чрез промяна на положението на точката на окачане, чрез изменение на скоростта на въртене на маса, монтирана върху махалото [5], и други. В конкретния случай управляващите въздействия се прилагат, като се премества точката на окачане на махалото в зависимост от ъгъла на наклон на

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

пръта. Обърнатото махало е класически проблем в механиката и в теорията на управлението, поради което е често използвано за тестване на различни методи и алгоритми за управление.
Най-често обърнатото махало се свързва с проблема за насочването и поддържането на посоката на ракета, при която центърът на гравитация се намира зад центъра на аеродинамично съпротивление и това предизвиква неустойчивост [1]. Динамиката на някои роботи, както и на множество едноколесни и двуколесни транспортни средства добре се представя и моделира с този вид обърнато махало.

2. Цел и задачи

Целта на настоящата работа е да се разработи управляващо устройство, позволяващо лесно синтезиране, прилагане и тестване на различни алгоритми за управление и техни модификации върху лабораторен стенд “обърнато махало”, като се използват програмни продукти, работещи на обикновен персонален компютър.
Задачите, които са изпълнени за постигането на целта, са:

- анализ на характеристиките на лабораторния стенд;
- избор на технически средства за измерване и управление;
- инсталиране и настройка на управляващото устройство;
- разработване на базови модули за програмиране на различни управляващи алгоритми в управляващото устройство на лабораторни стенд.

3. Описание на стенда

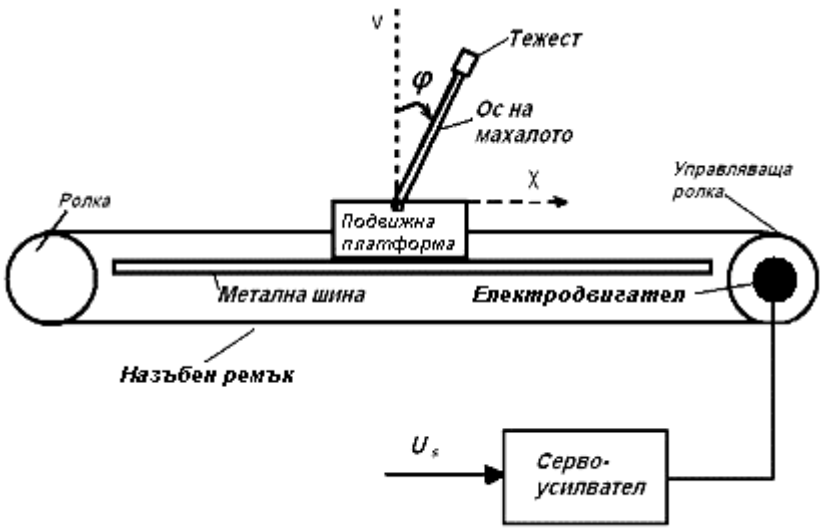
Системата "обърнато махало" е представена на фиг.1. Тя се състои от подвижна платформа, която може да бъде премествана по метална релса. Към подвижната платформа е прикрепен стоманен прът, който в единия си край има тежест. Подвижната платформа е свързана чрез назъбен ремък към ролка. Тя се задвижва от постоянно-токов електродвигател. Управлението се осъществява от сервоусилвател, който подава захранващо напрежение на електродвигателя. В сервоусилвателя се използва обратна връзка по ток, така че въртящият момент на двигателя е практически пропорционален на входното напрежение на сервоусилвателя [2].

На лабораторния стенд “обърнато махало” могат да се измерват следните величини:

1. Позицията на подвижната платформа чрез многооборотен потенциометър на задвижващия вал на електродвигателя;

2. Скоростта на подвижната платформа посредством тахогенератор, който също е свързан към вала на електродвигателя;

3. Ъгълът на пръта на махалото чрез потенциометър, прикрепен на оста на люлеене на махалото.



Фиг. 1

Математическият модел на системата “обърнато махало” се дава от следните уравнения:

$$J\ddot{\varphi} + \mu_p\dot{\varphi} - M_p l_p g.\sin\varphi + M_p l_p \ddot{x}\cos\varphi = 0 \qquad (1)$$

и

$$M\ddot{x} + \mu_w\dot{x} + M_p l_p(\ddot{\varphi}\cos\varphi - \varphi^2\sin\varphi) = F \qquad (2)$$

където:

J – инерционен момент,
M – маса на подвижната платформа,
M_p – маса на махалото,
l_p – дължина на пръта на махалото,
x – позиция на подвижната платформа,
φ – ъгъл на пръта на махалото,
μ_p – коефициент на триене в лагерите на пръчката на махалото,
μ_w – коефициент на триене на подвижната платформа,
F – движещата сила, приложена на подвижната платформа.

Системата “обърнато махало” е нелинейна, поради което е необходимо прилагането на специфични методи за управление.
Параметрите на конкретния стенд са дадени в табл.1.

Табл.1

Параметър	Стойност
J – инерционен момент	0.072 [Kg.m^2]
M – маса на подвижната платформа	4 [Kg]
M_p – маса на махалото	0.4 [Kg]
l_p – дължина на пръта на махалото	0.44 [m]
μ_p – коефициент на триене в лагерите на пръчката	0.009 [Kg.m^2/s]
μ_w – коефициент на триене на подвижната платформа	4 [Kg/s]

Посредством лабораторния стенд “обърнато махало” може да се осъществява и изследва управлението на два вида системи:

1. Позициониране на подвижна платформа – получава се, когато прътът на махалото е свален и се използва само подвижната платформа. Този обект, сам по себе си, е достатъчно сложен и интересен за управление [6]. Такъв тип обекти се срещат масово в индустрията – позициониране на тяло посредством придвижване с електродвигател.

2. Обърнато махало – това е обектът, който се състои от подвижната платформа и махалото, като е необходимо те да се управляват съвместно.

4. Описание на средствата за управление

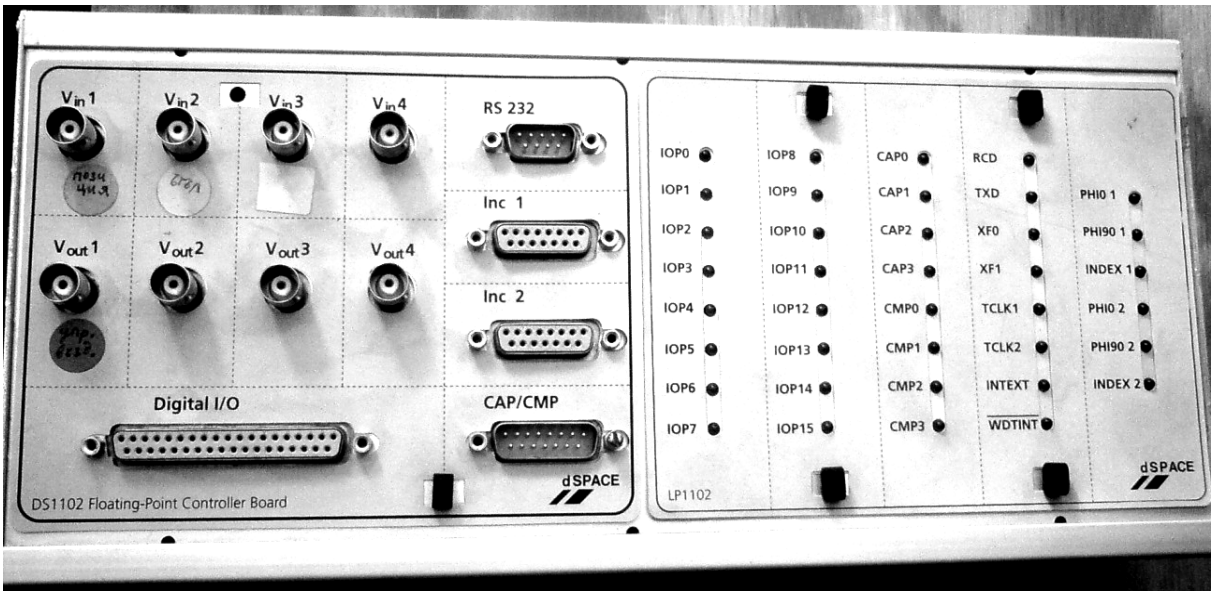
Управлението на стенда “обърнато махало” се осъществява посредством персонален компютър, в който е монтирана специална разширителна интерфейсна платка DSpace DS1102.

DS1102 DSP контролерът е специално предназначен за разработването на високоскоростни многомерни цифрови регулатори и симулации в реално време в различни области. Той е цялостна система за контрол в реално време, изграден на базата на Texas Instruments TMS320C31 процесор.

Платката на DS1102 DSP контролера е стандартна PC / AT разширителна карта, която може да бъде включена директно към компютър с ISA шина. Платката може да се използва и в разширителни шини на DSpace за комуникация с компютър чрез ISA шина или Ethernet.

За целите на бързо създаване на прототипи за управление, както и симулации на хардуер в затворен контур, съединителните интерфейсни панели осигуряват лесен достъп до всички входни и изходни сигнали [3].

Освен платката комплектът DS1102 включва и интерфейсна кутия, която се свързва към платката посредством кабел и на нея са изведени всички входно - изходни сигнали от платката. Сигналите на интерфейсната кутия са изведени на стандартни и удобни за свързване към други устройства конектори от тип D-SUB и BNC (фиг. 2).



Фиг.2

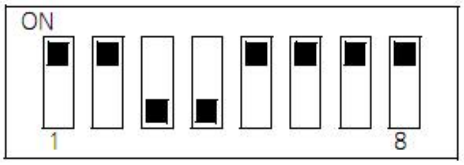
DSpace софтуерът включва:

1. Basic ControlDesk, графичен потребителски интерфейс за управление на DSpace контролери. Освен функциите за регистриране на хардуера, Basic ControlDesk предоставя функции за зареждане, пускане и спиране на приложения в реално време.

2. DSpace Real-Time Library (RTLib1102) - включва всички функции, необходими за ръчно програмиране на DS1102.

Инсталиране на DS1102 в PC, задаване на входно/изходен (I/O) адрес:

По подразбиране I/O базовите адреси на платката DS1102 са настроени на 300H (00110000), както е показано на фиг.3. Платката изисква 16(10H) последователни I/O адреси, които са 300H...30FH за настройката по подразбиране.



фиг.3

Тази настройка не трябва да се припокрива с адресните диапазони на други устройства в приемащия компютър или разширителната шина. При припокриване трябва да се променят настройките на адреса на платката DS1102.

Когато адресът на платката е зададен коректно, тя може да се регистрира чрез софтуера ControlDesk и да се използва от различни приложения, инсталирани на персоналния компютър.

Библиотеката за работа с платката DS1102 се интегрира автоматично към програмния пакет MATLAB, което позволява лесна реализация на различни управляващи алгоритми, събиране и обработка на експериментални данни.

За управлението на стенда “обърнато махало” използваме входовете на аналогово-цифровия преобразувател (АЦП) и изходите на цифрово аналоговия преобразувател (ЦАП) на DS1102, които са изведени на BNC конекторите на интерфейсната кутия. Сигналите, които може да измерва АЦП-то на DS1102, са напрежение между -10V и +10V, а ЦАП-а осигурява изход също с напрежение между -10V и +10V. Тези електрически сигнали се осигуряват от усилвателен блок amira LIP100, който е част от лабораторния стенд и служи за преобразуване на сигналите от сензорите и към изпълнителния механизъм.

5. Програмиране на управляващи алгоритми

Софтуерът за работа с DS1102 позволява интеграция с MATLAB/SIMULINK, като добавя функции в MATLAB и библиотека с блокове в SIMULINK. По този начин е възможно DSP-то в платката DS1102 да се програмира като се направи SIMULINK схема и се компилира за работа в реално време посредством Real Time Workshop (RTW) на MATLAB.

Софтуерът DSpace Real-Time Library добавя библиотека с блокове в SIMULINK, наречена dSPACE RTI1102, в която се съдържат блокове за работа с платката и по конкретно за задаване и четене на всичките й изходни сигнали, като например АЦП и ЦАП. Освен това в MATLAB става достъпна функцията mlib(…). Тя

осъществява взаимодействие между средата на MATLAB и програмата, която се изпълнява в DSP-то или по точно четене и запис на стойността на променливи от програмата в DSP-то. Също така се добавя профил на устройство, за което RTW на MATLAB да компилира програмата.
Измерването на параметри на стенда и подаването на управляващи въздействия се извършва, като се използват в SIMULINK схемата блоковете DS1102ADC и DS1102DAC.

DS1102ADC:

Блокът се използва за четене на данни от АЦП-то на платката.
Осигурява достъп за четене паралелно до четирите канала на АЦП-то.
Описание на входно-изходните му характеристики:

- Връзка между промяната на напрежението на входа на платката и изхода на блока – при -10V изхода на блока е -1, а при +10V е +1.
- Резолюцията на канали 1 и 2 е 16 бита, а канали 3 и 4 осигуряват 12-бита.
- Времето за преобразуване на сигнала на канали 1 и 2 е около 4 μs, докато на канали 3 и 4 е 1,25 μs за всеки.

DS1102DAC:

Осигурява достъп за задаване паралелно на четирите канала на ЦАП-а.

Първоначална стойност (инициализация) – задаване на първоначалното изходното напрежение в началото на симулацията. Валидните стойности трябва да останат в рамките на интервала на изходното напрежение от ± 10 V, избираеми за всеки канал. Възможност за задаване на една стойност на инициализация за всеки от четирите канала.

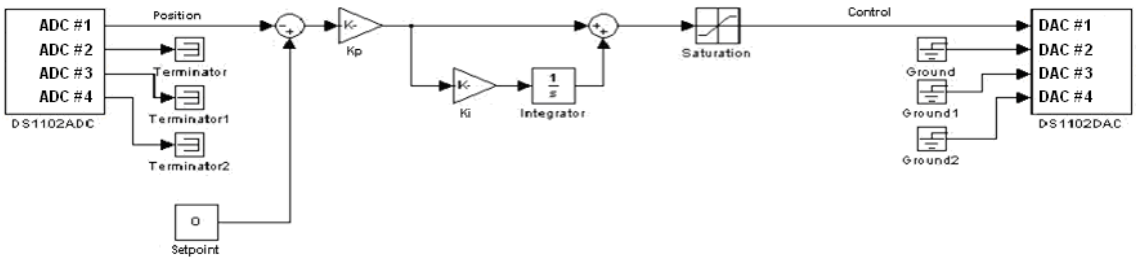
Описание на входно-изходните му характеристики:

- Връзка между промяната на напрежението на изхода на платката и входа на блока – при -1 на входа на блока изхода на платката е -10V, а при +1 е +10V.
- Платката предоставя своите резултати в отключен режим, което означава, че всеки канал се конвертира и изпраща веднага.
- Резолюцията на всички канали е 12 бита.

Инициализация и спиране на програмата:

- По време на инициализацията, първоначална стойност на изходното напрежение е зададена за всеки ЦАП канал. Това е особено полезно, ако каналът е част от една задействана или разрешена подсистема, която работи преди стартирането на симулацията. С инициализационната стойност, всички канали имат определен изход по време на фазата на симулация.
- Когато симулация се прекрати, всички канали запазват последните си изходни стойности [3].

Примерна схема, реализираща само позициониране на подвижната платформа посредством ПИ-регулатор, е показана на фиг.4.



фиг.4

След като се разработи конкретна схема, тя се компилира посредством RTW, и ако е успешно компилирането, програмата се зарежда в платката и се стартира изпълнението й. Компилирането на програмата става в прозорец за настройки на симулацията в секцията “Real Time Workshop”. В тази секция може да се избират шаблонни файлове за компилиране на схемата за различни платформи за работа в реално време, в конкретния случай трябва да се изберат файловете за DSpace DS1102, които са означени като RTI1102. Чрез бутона “Build” започва самото компилиране и зареждане на програмата, като в командния прозорец на MATLAB се изписват съответни диагностични съобщения [4].
Обменът на данни между програмата и средата на MATLAB се осъществява, като се извиква функцията mlib с подходящи параметри, например:

mlib('SelectBoard', 'DS1102');

Избор на устройство, с което да се взаимодейства

variables = { 'Labels/L:Position'; 'Labels/L:Control' };
[sigval]=mlib('GetTrcVar', variables);
c=mlib('Read', [sigval]);

Задаване на имената на променливи от програмата в DS1102 и прочитане на текущите им стойности.
По този начин е възможно записването на измерваните величини и управляващите въздействия директно в среда на MATLAB, която предоставя възможности за удобна обработка на данни, идентификация, сравняване и оценяване на записани сигнали.

6. Заключение

Така конфигурираните средства за управление на стенда позволяват прилагането на различни управляващи алгоритми и сравнението им. Платката DS1102 се програмира лесно посредством SIMULINK схеми, в които е възможно изграждането на различни видове управляващи алгоритми посредством удобен графичен редактор за свързване на елементите. Възможно е реализирането както на стандартни типови алгоритми като П, ПИ, ПД, ПИД, така и на по-сложни робастни алгоритми или алгоритми с размита логика. Има възможност за директно записване на параметрите на системата в среда MATLAB, което дава удобна възможност за анализ на качеството на регулиране, постигнато със съответния алгоритъм. В заключение може да се каже, че доколкото обърнатото махало е

често използвано за тестване на различни методи и алгоритми за управление, то изградената система позволява това да се извършва максимално бързо и лесно.
В резултат от настоящата работа успешно е инсталирано подходящо управляващо устройство, което позволява лесно синтезиране, прилагане и тестване на различни усъвършенствани алгоритми за управление върху лабораторния стенд "обърнато махало" чрез използването на програмни продукти, работещи на обикновен персонален компютър.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ***http://exploration.grc.nasa.gov/education/rocket/rktstab.html***, 2013

[2] ***Invertiertes Pendel-Laborversuch,*** amira(1995) GmbH, Duisburg, 1995

[3] ***DS1102 RTLib Reference***, DSpace digital signal processing and control engineering GmbHTechnologiepark, 25D-33100 Paderborn Germany, Copyright 1993-1998 by DSpace

[4] ***MATLAB Reference Guide,*** The MathWorks Inc.,1992

[5] Енев С., ***Лабораторен стенд „Обърнато махало с маховик" - описание и първи експерименти***, Международна конференция „Автоматика 2013", Годишник на ТУ-София, 14.06-16.06, Созопол, 2013, /под печат/.

[6] Карлова-Сергиева В., А. Маринчев***, Управление на позиционираща система***, Международна конференция „Автоматика 2013", Годишник на ТУ-София, 14.06-16.06, Созопол, 2013, /под печат/.

Автори: Александър Пламенов Маринчев, маг. инж., асистент - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg* , Васил Тотев Гълъбов, доц. д-р инж. - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vtg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ОСОБЕНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕТО НА ДЕСТИЛАЦИОННА КОЛОНА

Асен Тодоров, Алпер Мехмед

Резюме: *Анализ на някои особености при проектиране на дестилационна колона. За целта е разработен аналитичен и експериментален модел в платформата Unisim Design. С него са извършени редица експерименти чиито решения са използвани при проектиране на примерна дестилационна колона*

Ключови думи: *моделиране, оптимизация, дестилационна колона.*

SOME ASPECTS IN DISTILLATION COLUMN DESIGN

Assen Todorov, Alper Mehmed

Abstract: *Analysis of some aspects of distillation column design. This will be achieved by creating a model and making experiments to show effects of some parameters over column design.The results of these experiments are taken into consideration during design process of distillation column. The overall system is based on model created on Unisim Design.*

Key words: *modelling, optimization, linear programming.*

1. Увод

Преработката на нефта в атмосферна и/или вакуумна дестилационна колона е първата стъпка при получаване на междинни продукти. За целта нефтът предварително се подлага на обезсоляване за премахване на вредните солите, които влияят на качеството на дестилатите и са причина за корозия на агрегатите. Чрез обмен на топлина в топлообменник, обезсоленият петрол се загрява до 140 ºC и след това се подава към дестилационната колона.

Проектирането на дестилационна колона е сложна задача. Конструкцията й зависи от много и различни технологични изисквания, физико-механични условия, енергийни и масови баланси, както и икономико-пазарни условия. Мащабността и сложността на агрегата прави невъзможно физическото моделиране и експериментално определяне на физико-химичните и механични параметри. Практиката показва, че серийното производство на дестилационни колони е практически невъзможно. Трудно могат да се намерят две еднакви колони. За проектирането на дестилационни колони са разработени сложни и скъпи моделиращи програми като Unsim Design на фирмата Honeywell или AspenTech, които се базират на данни за нефта и за желаните изходни от колоната продукти, и

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

които представляват система от хиляди линейни и нелинейни интегро-диференциални уравнения. В статията се разглеждат възможностите за използване на опростени инженерни разчети, които се базират на уравненията на енергийния и на материален баланс при предварителното проектиране на дестилационни колони. При наличие на опростен аналитичен модел на обекта е възможно да се реши система от уравнения, описващи обекта, и да се анализира неговото поведение.

2. Моделиране

Моделиране на технологичните процеси в рафинерия не е тривиална дейност, т.е модел на един процес не може директно да се използва като модел на друг, независимо от това дали са от един и същ клас. В настоящата работа е разгледан статичен модел на първичната преработка на нефт базиран на масовите и енергийни баланси. Промяната на масата спрямо времето може да се изобрази със следното уравнение :

$$\frac{d(M_i)}{dt} = L_{i+1} - L_i$$

където M е масата на междинния продукт а L е потока течна фаза (фиг.1). Вземайки в предвид, че $\delta L_i = \beta \delta M_i$, то тогава уравнението за масов баланс придобива вида :

$$\frac{1}{\beta}\frac{d\delta M_i}{dt} = \delta M_{i+1} - \delta M_i$$

Освен течната фаза в дестилационната колона оказва влияние е газовата фаза на междинните продукти. На фиг.2 е показана опростената схема на газовия поток в дестилационната колона. За разлика от влиянието на течната фаза, което бе надолу по колоната, газовата фаза на междинните продукти оказва влияние нагоре по колоната. Изследвайки влиянието на газовата фаза всъщност се изследва енергийния профил на колоната. Уравнението описващо влиянието на тази фаза е следното :

$$V_i = \frac{P_i - P_{i+1}}{R_i}$$

където V е газовата фаза, P е налягането а R е съпротивлението на газовия поток.

Енергийният баланс на скарите се описва със следната зависимост :

$$C_i \frac{dP_i}{dt} = V_{i-1} - V_i$$

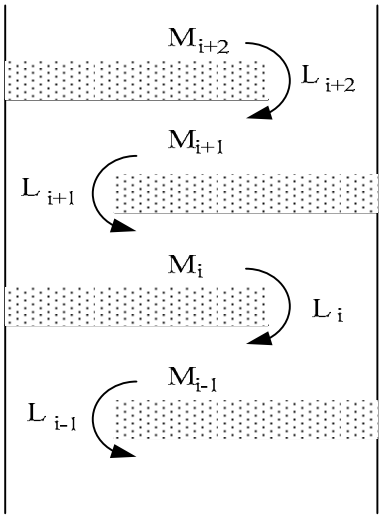
Замествайки в уравнението на енергийния баланс зависимостта между газовата фаза и налягането, се получава :

$$C_i \frac{dP_i}{dt} = \frac{1}{R_{i-1}}(P_{i-1} - P_i) - \frac{1}{R_i}(P_i - P_{i+1})$$

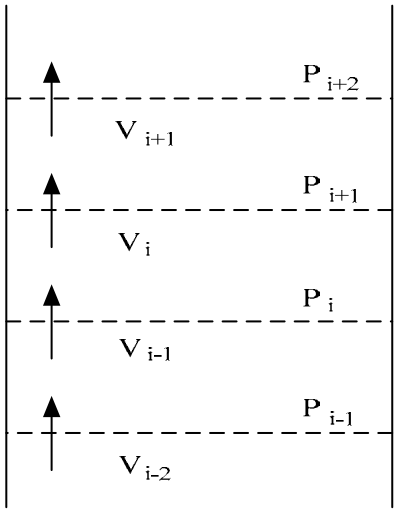
Прилагайки математически преобразувания за предавателната функция изобразяваща движението на газовия поток се получава :

$$\frac{\delta(\text{изход})}{\delta(\text{вход})} = \frac{K}{\tau s + 1}$$

където δ е частна производна. Времеконстантата на процеса се определя от зависимостта : $\tau = R_i C_i \frac{n^2}{2}$ откъдето идва и нелинейността. Тъй като течната и газовата фаза на междинните продукти се намират в едно и също физическо пространство, дестилационна колона, а обектът е и нелинеен влиянието им не може да се разглежда по отделно.



Фиг.1. Движение на течната фаза на междинните продукти в дестилационна колона



Фиг.2. Движение на газовата фаза на междинните продукт в дестилационна колона

Използвайки вече изведените уравнения зависимостите за общата маса и масата за даден компонент са както следват:

$$\text{Обща маса :} \quad \frac{d(M_i)}{dt} = L_{i+1} - L_i + V_{i-1} - V_i$$

$$\text{Маса на компонента А :} \quad \frac{d(M_i x_i)}{dt} = L_{i+1} x_{i+1} + V_{i-1} y_{i-1} - L_i x_i - V_i y_i$$

където x_i е концентрацията на течната а y_i е концентрациите на газовата фаза за i-та скара. Връзката между входната и изходна концентрация на продуктите се изразява чрез следната зависимост :

$$y_i = \frac{k x_i}{1 + (k-1) x_i}$$

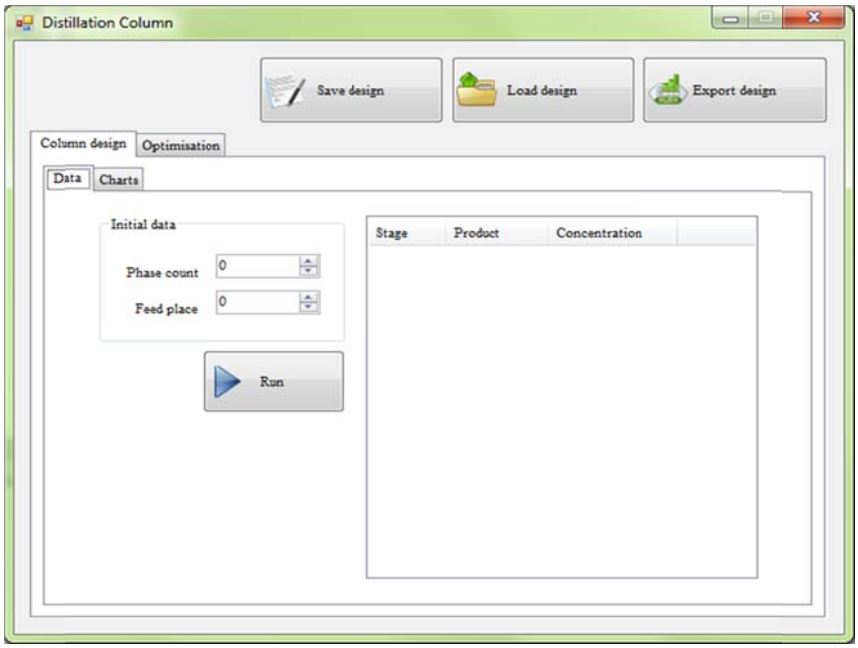
където k е относителната летливост

3. Оптимизация

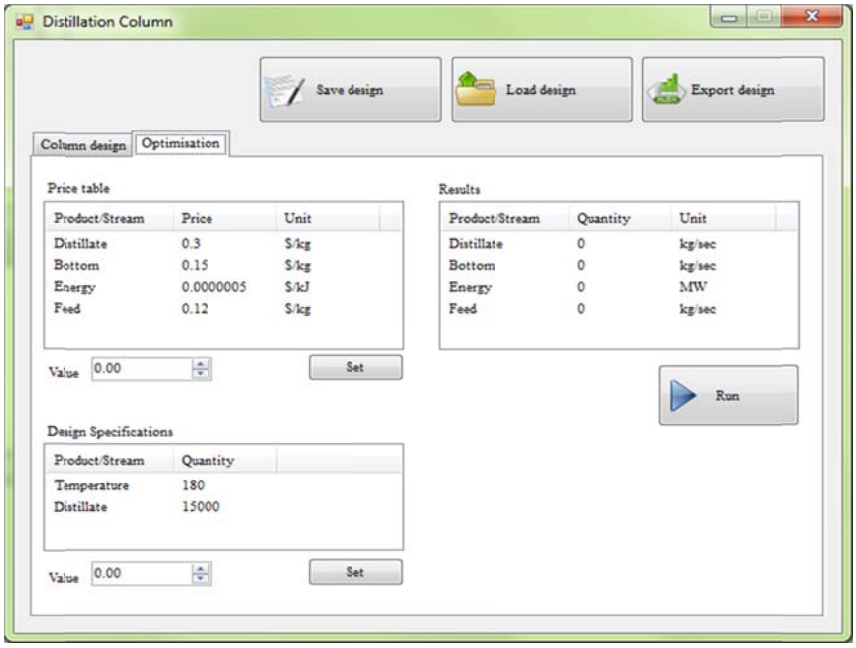
Оптимизацията на първичната преработка на нефта може да се разгледа от няколко гледни точки :

- Оразмеряване на дестилационната колона с цел желано разпределение на производството на изходните дестилати;
- Оразмеряване на атмосферната дестилационна колона с цел увеличаване и подобряване на качествата на определени междинни продукти.

Отговор на формулираните оптимизационни проблеми за нуждите на предварителното проектиране е свързан с определяне на оптималното място за подаване на входна суровина и броя на фазите. За целта е разработен програмен продукт (фиг.3 и фиг.4) в основата на който са заложени масовите и енергийни балансни уравнения.



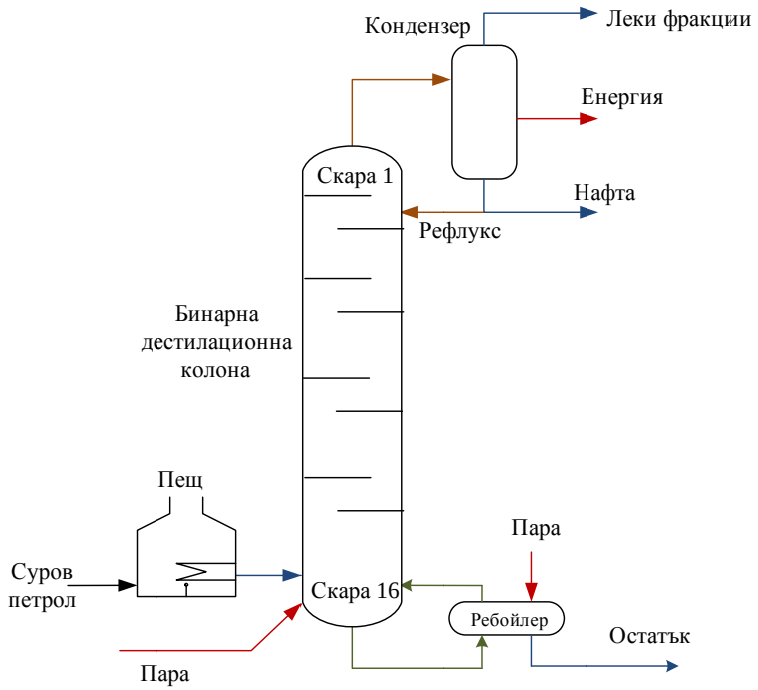
Фиг.3. Експериментален модел



Фиг.4. Модул за оптимизация

Като параметри програмата приема брой фази, количество входна суровина (нефт), диаметър на колоната и др. а като изходни данни генерира количество дестилат и остатък, както и нужната енергия за постигане на тези количества. Експериментите, проведени върху модела, служат за идейния проект на реална колона и позволяват да се оптимизират процесите в нея. Технологичната схема

е показана на (фиг.5).

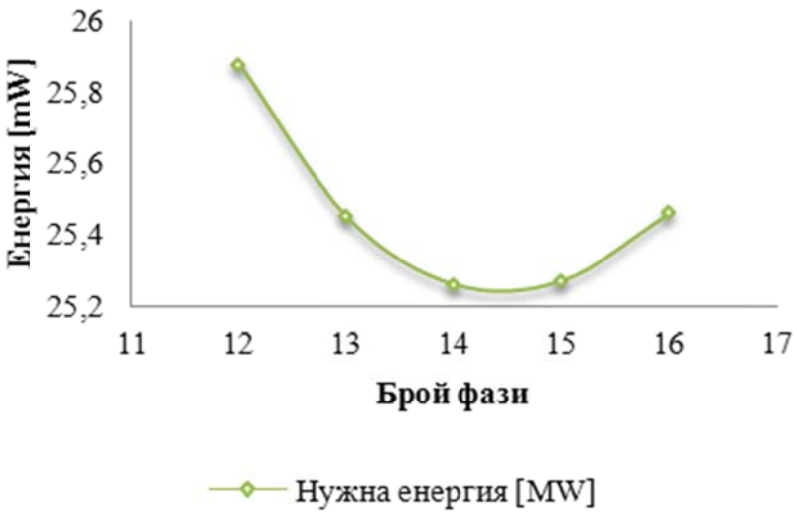


Фиг.5. Технологична схема на бинарна дестилационна колона

Резултатите от решението на оптимизационната задача свързана с намиране на оптимално място на подаване са показани на табл.1.

Таблица 1 : Данни от експеримент за оразмеряване на дестилационна колона

Място на подаване[1]	**Енергия [MW]**	**Отношение**
12	25,88	3,21
13	25,45	3,13
14	**25,26**	**3,09**
15	25,27	3,09
16	25,46	3,13

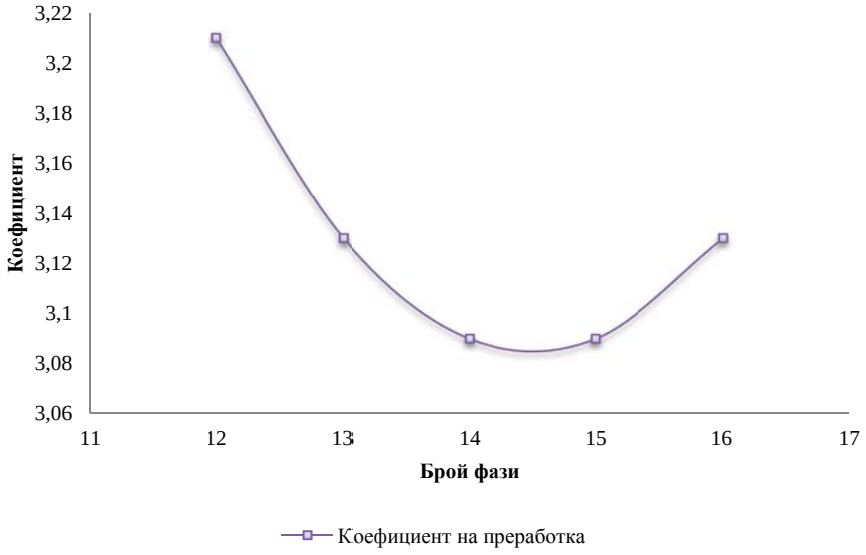


Фиг.6. Функция на място на подаване и нужната енергия

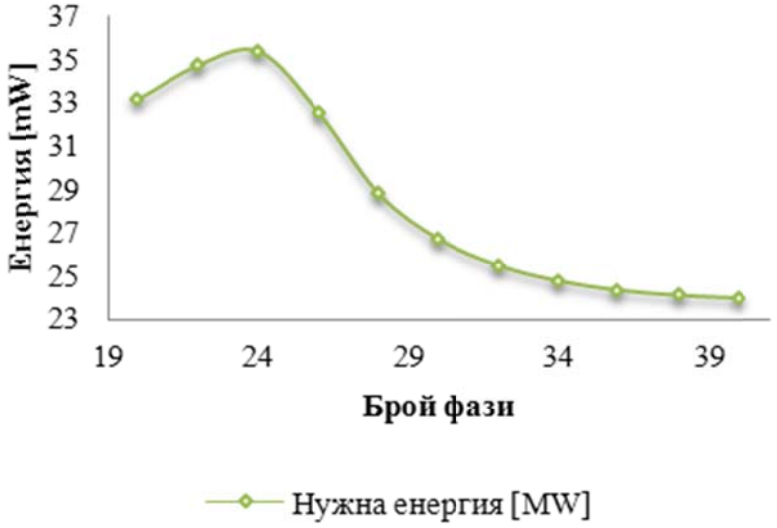
[1] Експериментите са проведени при фиксиран брой фази равен на 32.

На фиг.6 и фиг.7 са показани графичните зависимости нужната енергия и коефициента на преработка спрямо броя фази на преработка. От получените резултати се вижда, че оптималното място на подаване на входната суровина за преработка при фиксиран брой фази е скара 14.

Статичният модел на дестилационната колона е използван и за определяне на оптималния брой фази, нужни за преработката на дестилата при използване на минимално количество енергия. За тази цел са направени редица изчисления, като приетия начален брой скари е 20, а крайният е 40. Получените резултати са показани на фиг.8. От графиката се установява, че след известен брой скари (32) нужната енергия се изменя незначително. От получените резултати може да се каже, че оптималния брой фази е между 32 и 34.



Фиг.7. Функция на място на подаване и отношение



Фиг.8. Връзка между брой фази и нужната за преработка енергия

При вече готов проект посочените подходи не са удачни за прилагане поради факта, че трябва да се спира производството и тези устройства да се реконструират, което отнема много време и ресурси. В този случай се прилагат следните оптимизационни подходи :

- Определяне на оптималните условия на работа на инсталациите;
- Определяне на оптималната пропорция при използване на повече от един вид суров петрол като входна суровина.

За определяне на оптималният технологичен процес при вече съществуваща колона е използван линеен модел на математическото програмиране. Изходните данни за оптимизационната процедура са показани в табл.2.
Стандартната форма [5,11] на оптимизационната задачата е следната:

$$\begin{aligned} \text{Целева функция} \quad & F = c_1x_1 + c_2x_2 + \cdots + c_nx_n \\ \text{Минимум/ максимум} \quad & c_1x_1 + c_2x_2 + \cdots + c_nx_n \\ \text{Ограничения} \quad & a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \cdots + a_{1n}x_n \leq b_1 \\ & a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \cdots + a_{mn}x_n \leq b_m \\ & x_1, x_2, \ldots, x_n \geq 0 \end{aligned}$$

Таблица 2: Цена на продуктите

Product or stream	**Price**[2]
Distillate	0,3 $/kg
Heavy fractions	0,15 $/kg
Energy	$ 2/10^6 kJ
Feed	0,12 $/kg

Оптимизационната задача е решена с използване на метода на линейното програмиране. За целта са въведени целевата функция :

$$\text{Печалба} = D * 0{,}3 + B * 0{,}15 - F * 0{,}12 - Q * 2x10^{-6}$$

и следните ограничения :

- поддържане на определена температура (170 C);
- определено количество дестилат (25.000 барела/ден).

След изпълняване на алгоритъма се намират стойностите показани в табл.4.

Таблица 3 : Използваните в оптимизацията променливи

Променлива	**Дефиниция**
F [kg/sec]	Входна суровина
D [kg/sec]	Дестилат
B [kg/sec]	Тежки фракции
Q [MW]	Енергия

Таблица 4 : Резултати от оптимизацията

Продукт/поток	**Количество**
Дестилат	17,84 kg/sec
Тежка фракция	34,76 kg/sec
Енергия	25,46 MW
Входна суровина	52,51 kg/sec

[2] *Цените използвани в работата са примерни и в никакъв случай не отразяват реалните.*

4. Заключение

В работата е разгледан статичен модел базиран на линеаризираните масови и енергийни баланси, който може да се използва за предварително оразмеряване на дестилационната колона на бъдеща рафинерия и/или оптимизация на производство на съществуваща. Разработен е програмен продукт при който моделирането се базира на масови и енергийни балансни уравнения, а оптимизацията на метода на линейното програмиране. Проведени с нея анализи позволяват определянето на подходящо място на подаване на входната суровина и нужната за преработка минимална енергия; смесването на повече от един вид нефт в оптимални пропорции за постигане на максимална печалба и др. Въпреки впечатлението, че задачата е тривиална, реалните условия могат да доведат до съществени промени както в конструкцията на колоната така и в технологията и настройките на технологичните контури и потоци.

ЛИТЕРАТУРА

1. Arora A., Mukherjee U., *Refinery configurations for maximising middle distillates*
2. Bagajewicz M., *Refinery Modeling*, University of Oklahoma
3. Corsano G., Montagna J., Iribarren O., *Mathematical Modeling Approaches for Optmization of Chemical Processes*
4. Fahim M., Sahhaf T., Elkilani A., *Fundamentals of Petroleum Refining*
5. Joly M., Moro L., Pinto J., *Planning and Scheduling for Petroleum Refineries using Mathematical Programming*
6. Jones D., Pujado P., *Handbook of Petroleum Processing*
7. Luyben W., *Process Modeling, Simulation and Control for Chemical Engineers*
8. Minh V., Rani A., *Modeling and Control of Distillation Column in a Petroleum Process*
9. Smith R., *Chemical Process Design and Integration*
10. Stephanapoulos G., *Chemical Process Control - An Introduction to Theory and Practice*
11. Vanderbei R., *Linear Programming: Foundation and Extensions*
12. Хаджийски М., Автоматизация на технологичните процеси в химическата и металургична промишленост

Автори: Асен Марков Тодоров, доц. д-р инж. - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *assent@tu-sofia.bg*, Алпер Бейтула Мехмед, маг. инж. докт. - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *amehmed@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.03.2013 **Рецензент** проф. д-р С. Йорданова

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

УПРАВЛЕНИЕ НА ПОЗИЦИОНИРАЩА СИСТЕМА

Весела Карлова-Сергиева, Александър Маринчев

Резюме: *Изследвана е причината за грешка в установен режим при позиционираща система. Предложена е компенсация на триене при статичен модел Коломбово триене в точка от системата за управление, чрез добавка в управляващия сигнал. Предложени са PV(A) управление и ПИ управление в симулационни и в лабораторни условия.*

Ключови думи: *PV(A) управление, Коломбово триене, компенсация на триене, моделиране*

CONTROL DESIGN OF POSITIONING SYSTEM

Vessela Karlova-Sergieva, Alexander Marinchev

Abstract: *The cause of the steady-state error for a positioning servo system is investigated. Model-based feedforward controllers for friction compensation are considered. For this purpose, friction model structures ranging from the classical Coulomb model. It is proposed PV(A) and PI control in simulation and laboratory conditions.*

Key words: *Coulomb friction, Friction compensation, Modeling, PV(A) control*

1. Въведение

Управлението на системи с позиционираща функция налага отчитането на влиянието на явлението триене върху качеството на управление.
Явлението причинява статизъм в системата за управление или гранични цикли на управляваната величина и е необходимо при синтез на алгоритъм за управление да се включи блок за компенсация [1,4].
В работата са направени начални изследвания на обект позициониране на плъзгаща се платформа, с цел получаване на ефективна компенсация на триенето и гарантиране на добро качество на управление.

2. Цел и задачи

Целта на настоящата работа е синтез на управляващ алгоритъм за позициониране на обект плъзгаща се платформа.

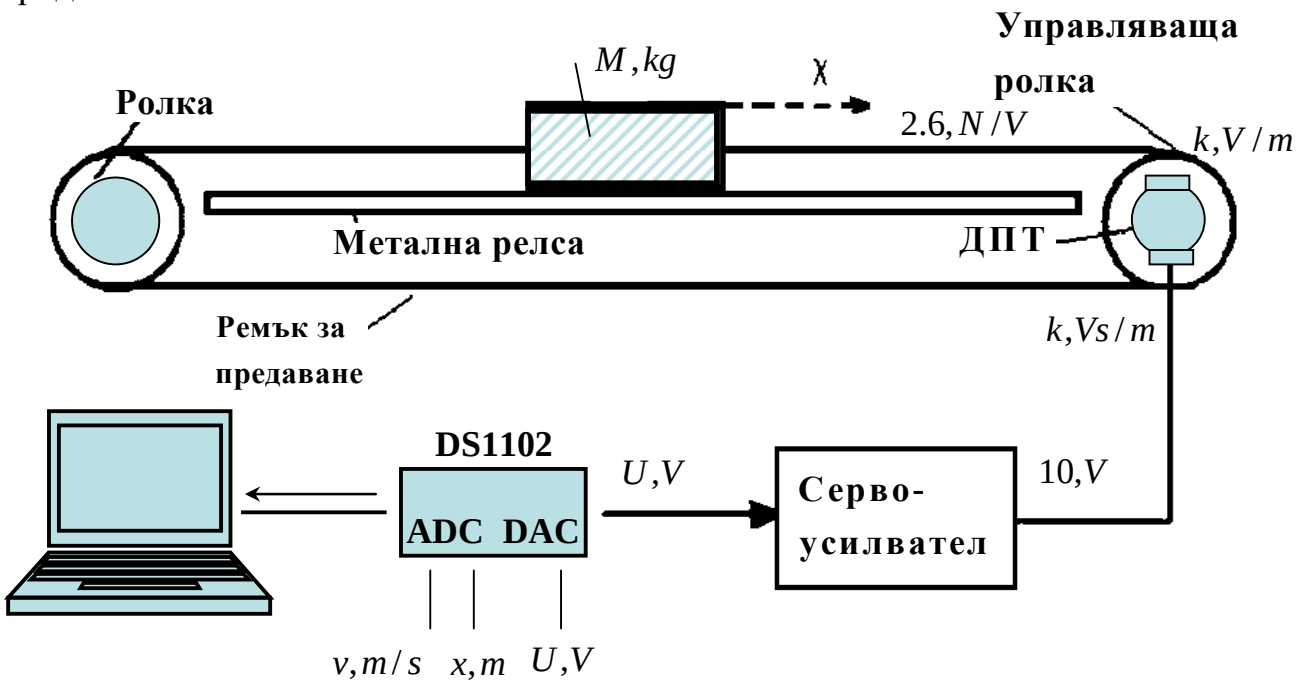
Решават се следните задачи: а) анализ на явлението триене; б) получаване на аналитичен и експериментален модел; в) синтез на управление в симулационна и лабораторна среда; г) анализ на предложените решения.

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

3. Анализ на триенето в позиционираща система

Стендът с обекта на изследване позициониране на плъзгаща се платформа (ППП) е показан на фиг.1. Платформата се премества, чрез плъзгане по метална релса. Свързана е, чрез ремък за предаване към ролка. Той се задвижва от постоянно-токов двигател. Управлението се осъществява от сервоусилвател, който преобразува входното напрежение и така се променя въртящия момент на електродвигателя.



Фиг.1

Позицията на платформата се измерва чрез потенциометър разположен на задвижващия вал на двигателя. Скоростта на платформата се измерва с тахогенератор, който също е свързан към двигателя.

Блокът DS1102 представлява интерфейсна платка за реализиране на управляващи алгоритми. Използват се два аналогови входа за измерване на позицията и скоростта на платформата и един аналогов изход за подаване на задание за позиция на платформата. В позиционираща система са изчислени и преобразуващи коефициенти за позицията и скоростта, съответно $k,V/m$ и $k,Vs/m$, [5].

Триенето представлява реакция при контакт на две повърхности. Това явление се явява нелинейност и може да причини установена грешка, да влоши качеството или да доведе до гранични цикли.

При разглежданата позиционираща система триенето се явява ефект при плъзгане. По този начин в модела на обекта фигурира коефициент на триене μ, а действащата сила има вида

$$F = \mu.M.g \tag{1}$$

В този случай коефициентът на триене μ не зависи от масата на платформата и от нейната скорост.

Класическите модели на триене съдържат елементи, които описват различни аспекти на силата на триене F. Основната идея, е че триенето пречи на движението, и че големината на триенето не зависи от скоростта и контактната повърхност. Може да се запише

$$F = F_{col} sign(v), \tag{2}$$

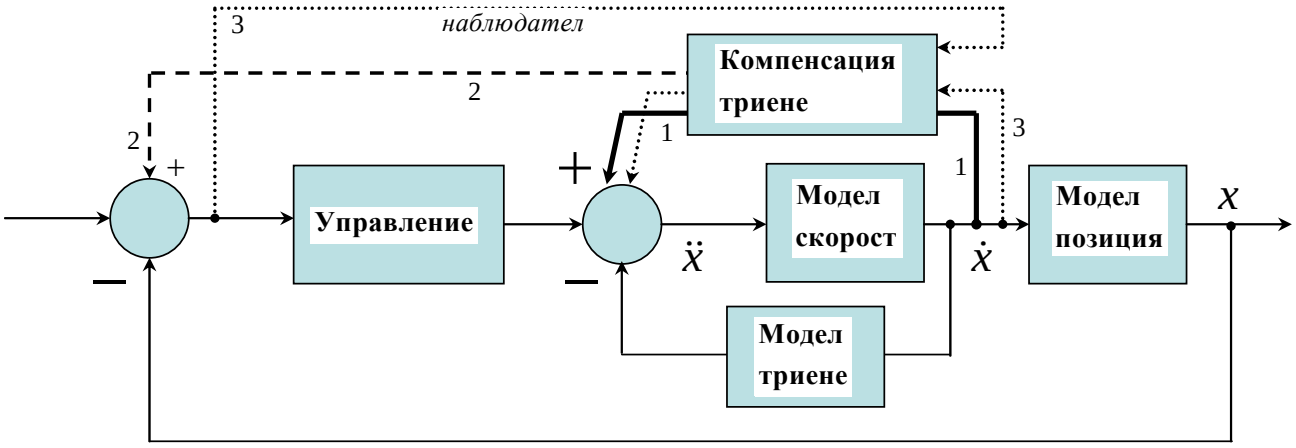
където F_{col} е сила представляваща Коломбово триене и е пропорционална на товара.

Статичния модел на силата на Коломбовото триене представлява идеален релеен елемент. Поради това, често този модел се използва за компенсация на триенето в системите.

В настоящата работа за компенсация на триенето се използва базов статичен модел на силата на триене, в частност само на Коломбово триене, като се предполага, че другите компоненти на триенето от седем параметричния модел са с пренебрежимо малки стойности или не съществуват [2,3].

3.1. Компенсация на силата на триене

Наличието на триене в позициониращите системи води до значителна грешка в установените режими. Поради тази причина в управлението на позициониращите системи трябва да се предвиди компенсация на това явление като съществуват различни решения по отношение на модела на силата на триене, а схемата на компенсация използва базова структура.
На фиг.2 са показани три от най-популярни метода за компенсация.



Фиг.2

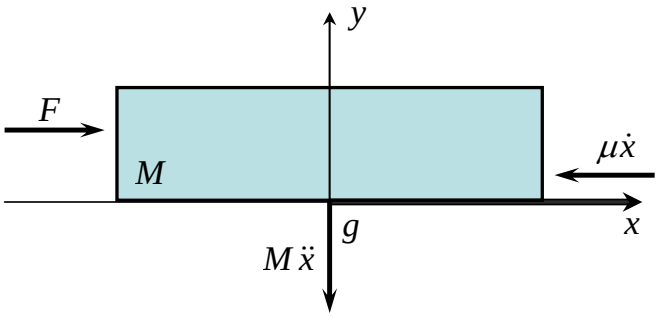
Най-често системите, които са предназначени за позициониране притежават каскадна структура. Триенето се появява във вътрешния контур и е възможно да се реализира компенсация в този контур, фиг.2
За целта е необходимо скоростта на платформата да се измерва или оценява. Едно възможно решение, което е приложено и в работата, е да се използва стандартна компенсация в точка от системата с използване на модел на силата на триене – статичен модел на Коломбово триене, като в управлението се добави сигнал с противоположен знак на действието на силата на триене.

4. Аналитичен модел на обект ППП

При получаването на модел на обекта ППП се взимат в предвид силите, които действат в позиционираща система, фиг.3. Записва се диференциалното уравнение на движението

$$F(t) = M\ddot{x}(t) + \mu\dot{x}(t), \tag{3}$$

където M е маса на обекта, kg; μ е коефициент на Коломбово триене, kg/s; x е регулируемата величина – позицията на платформата, m.



Фиг.3

Стендът е изграден с номинална маса на платформата $M = 4kg$. Коефициентът на Коломбово триене е определен $\mu = 4kg/s$. При нулеви начални условия се записва следната предавателна функция

$$W_o(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1/\mu}{(M/\mu s + 1)s} \tag{4}$$

Изразът (4) дава модел на обекта ППП. Входно въздействие се явява силата F, а изход е позицията X на платформата.

В динамично отношение обекта представлява последователно съединение на статичен елемент, който дава модел по скорост и идеално интегращо звено, които позволява да се получи позицията на платформата.

Управлението на получения обект се явява класическа задача и решенията са много. Дори при П регулатор ($k = 1$) в затворен контур се достига желана позиция, без грешка в установен режим, чрез критично-апериодичен режим, като се отчете, че времето за достигане на задание е ограничено и зависи от параметрите M и μ, дори при промяна в коефициента на регулатора.

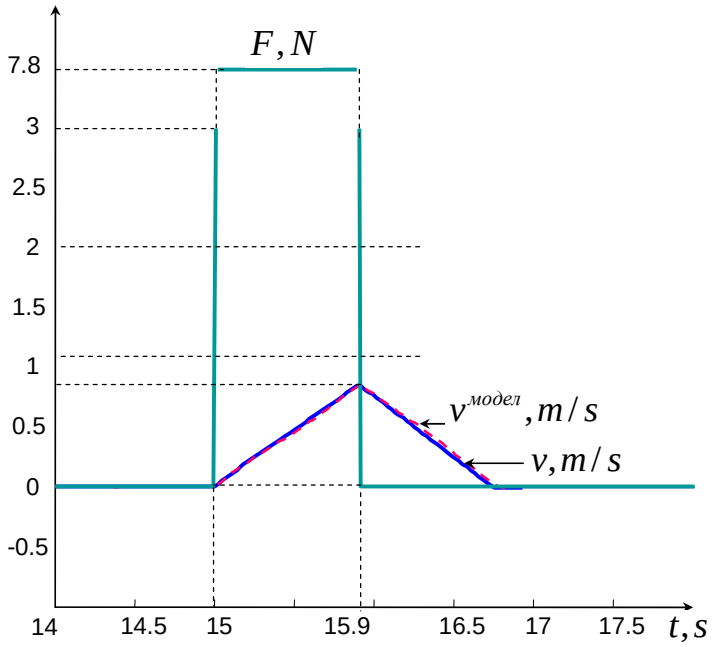
5. Получаване на експериментален модел

Интерес представлява получаването на експериментален модел и сравнението с получения аналитичен модел на обекта ППП, в т.4.

Поради естеството на обекта на изследване, а именно получаване на модел по позиция, изпитателния сигнал е избран да бъде реален импулс. Неговата амплитуда се определя от допустимото напрежение и дължината на металната релса, а продължителността се съобразява така, че платформата да направи реакция и да премине по цялата релса.

В резултат към платформата е упражнена сила (5), формирана от подадено напрежение $U = 3V$ с коефициент на преобразуване $k = 2.6N/V$, фиг.4.

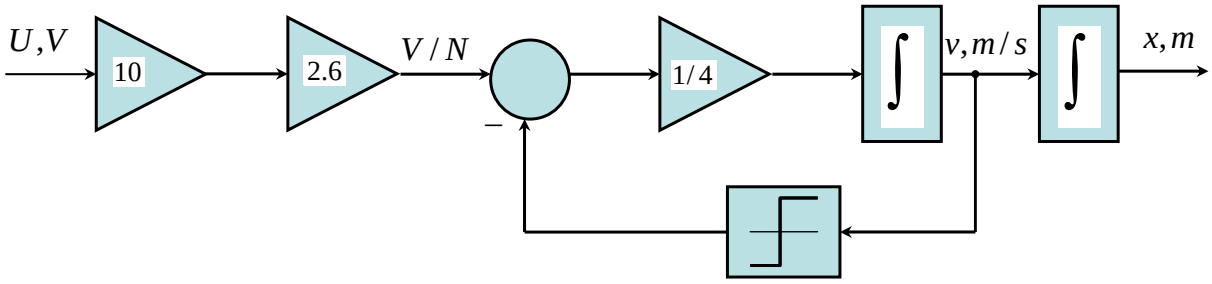
$$F = 0,3.10.2,6 = 7.8N \quad (5)$$



Фиг.4

На фиг.4 е изобразена реакцията на платформата по отношение на скоростта. След проведения експеримент се идентифицира модел по отношение на скорост, както и стойността на коефициента на триене μ.

С прекъсната линия е показан получения модел по скорост. Той се апроксимира с предавателна функция на интегриращо звено, с коефициент който дава масата на платформата, а получената реакция в посока, която връща скоростта се дължи на Коломбовото триене в позиционираща система, фиг.5.



Фиг.5

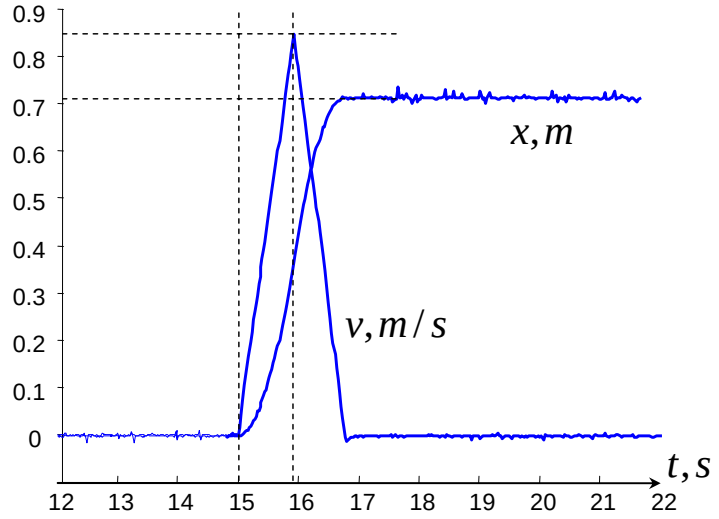
Конкретния модел, който е получен при проведения експеримент и се представя със структурата от фиг.5, има вида

$$W_o(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{4s^2}, \quad (6)$$

където експериментално определената маса на платформата е $M = 4kg$, а коефициента на Коломбово триене е $\mu = 4.2kg/s$.

Идентифицираните коефициенти на модела на ППП са достатъчно близки до коефициентите на аналитичния модел, както се вижда и от фиг.5 симулираната реакция на модела покрива с голяма точност реакцията на обекта. Оказва се, че записаната реакция по скорост има интегриращ характер, а модела ППП структурно съдържа два интегратора.

Идентификация на модел по скорост с апериодично звено не би довело до покриване на реакцията на обекта с подобна точност.
След интегриране на модела по скорост се получава модел по позиция на платформата (6). На фиг.6 е показана реакцията по позиция на платформата.



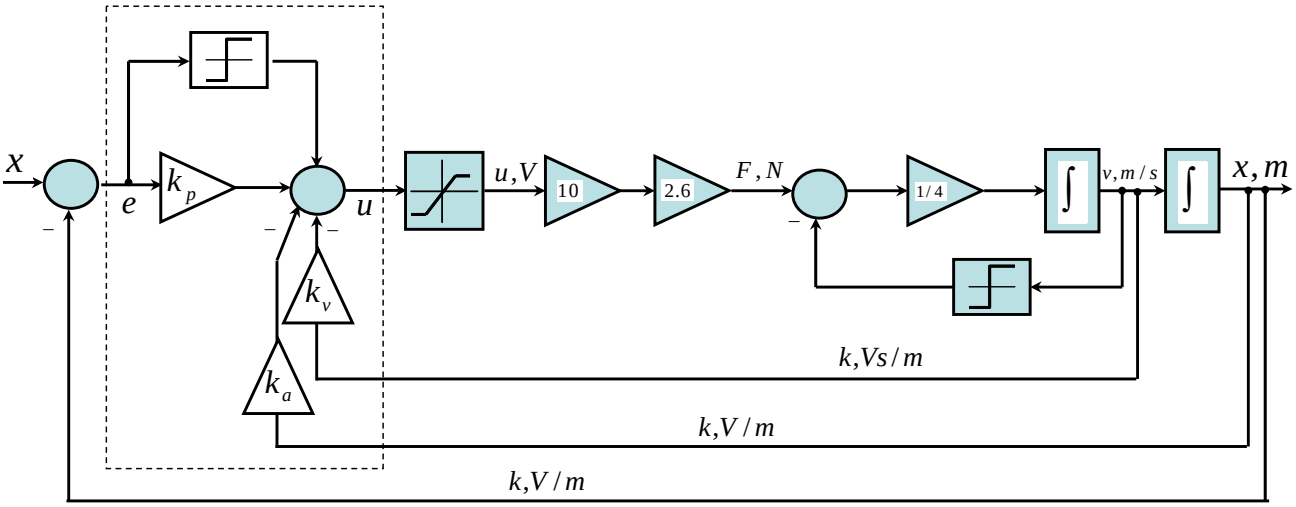
Фиг.6

От записа се вижда влиянието на Коломбовото триене, което установява позицията на платформата, която се покрива с модела описан с (6).

6. Синтез на управление на позициониращата се платформа

Управлението на обекта ППП, базирано на получения модел в т.5, предполага използването на стратегия, която да изключи наличието на интегрална съставка, тъй като това би довело до структурна неустойчивост на затворената система. Другото съображение при синтез на управлението е включване на компенсиращ контур по отношение на триенето в позициониращата система. Измерването на скоростта дава възможност както за компенсация на триенето, така и за използване на PV управление или PVA управление. Законът за управление в този случай има вида (7)

$$u = k_p e(t) - k_v \frac{dv(t)}{dt} - k_a \frac{d^2 v(t)}{dt^2} \tag{7}$$

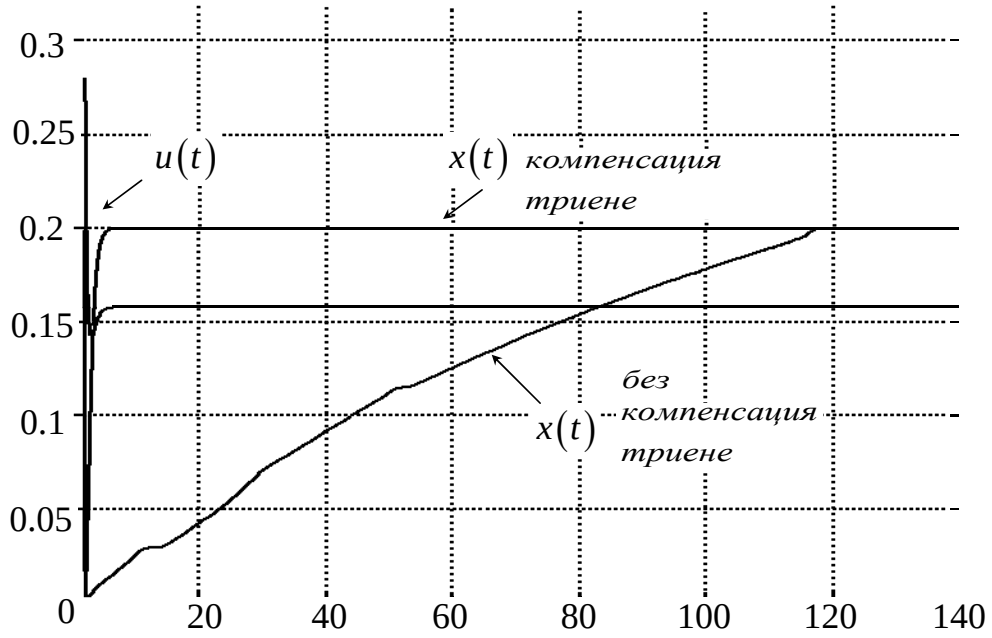


Фиг. 7

Нека $k_a = 0$. В този случай е налице PV управление. Коефициентите k_p и k_v, съответно по скорост и позиция се изчисляват по такъв начин, че в системата да се осигури критично-апериодичен режим, с бързодействие $t_{p_{2\%}} \approx 2s$. Получени са стойности $k_p = k_v = \dfrac{16}{26}$.

Критерият за качество е съобразен с големината на управляващото въздействие, като за целта е проведена симулационна проверка, фиг.8. Заданието в системата отговаря на позиция $x = 0.2m$

В симулационните условия е реализирана и компенсация на Коломбовото триене и от фиг.8 се вижда, че е постигната пълна компенсация на негативния ефект на триенето.



Фиг.8

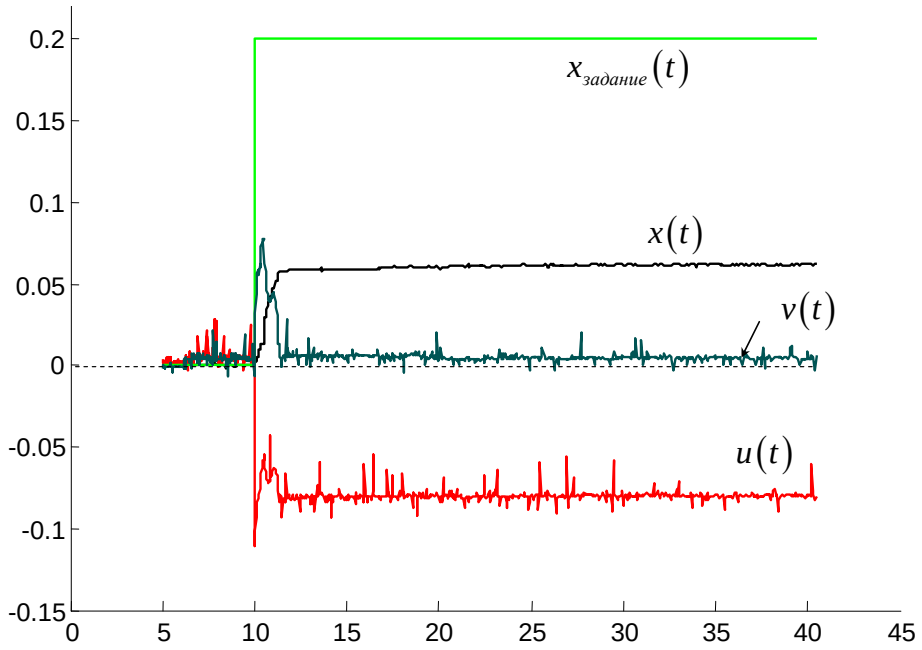
Ако в управлението се включи коефициент по ускорение $k_a \neq 0$, затворената система ще загуби интегрални свойства, т.е в установен режим ще е налична установена грешка. Използването на PVA управление в симулационна среда води до статична грешка, но в реални лабораторни условия изглажда реакцията по позиция.

7. Експериментални изследвания

В лабораторна среда е проведен същия експеримент. Използвано е PV управление с коефициенти получени в т.6, вследствие на критерия за качество, с и без компенсация на Коломбовото триене.

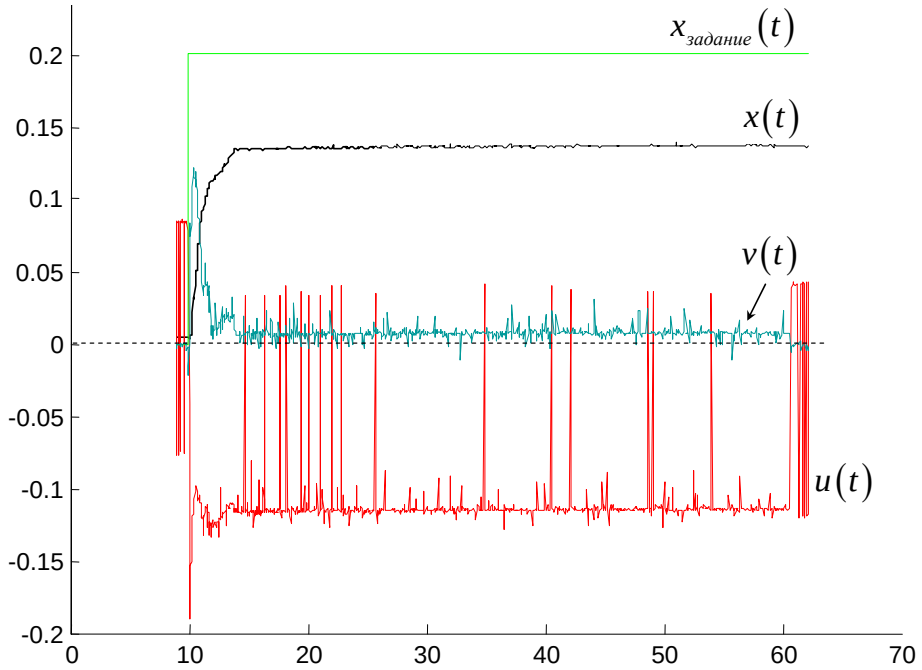
На фиг.9 са показани резултатите от проведения опит.

На записите от фиг.9 са показани съответно управляващ сигнал $u(t)$, позиция $x(t)$, скорост $v(t)$ и задание на позиционираща система. Експериментът е проведен без да е включен компенсиращ блок за Коломбовото триене. В резултат се вижда, че е налице голяма статична грешка $\varepsilon(\infty) = 0.14$ на позицията.



Фиг.9

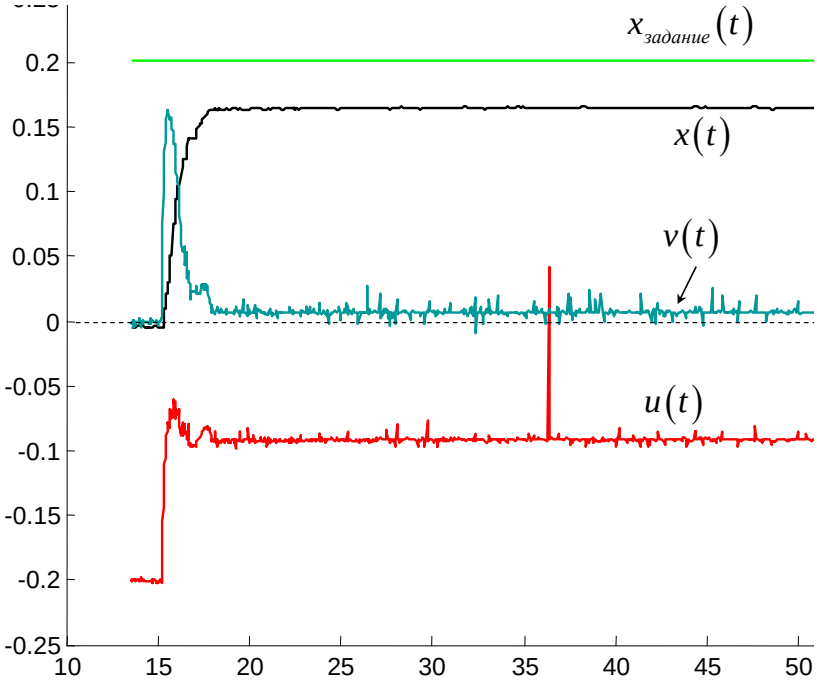
На фиг.10 са показани реакции на позицията, скоростта, като в системата за управление е включена добавка в управляващия сигнал, за да се компенсира триенето, фиг.7.



Фиг.10

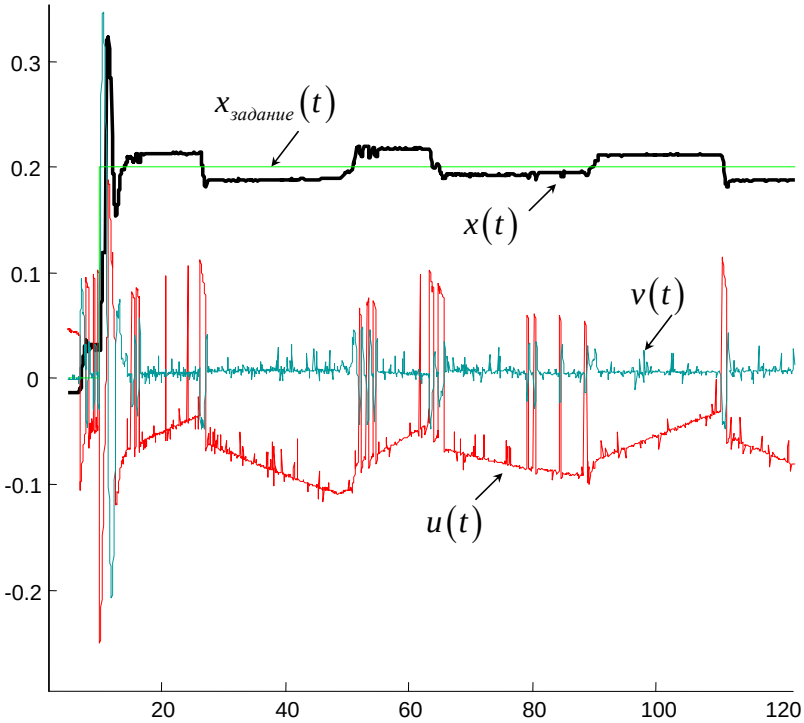
При включване на компенсиращия блок статичната грешка намалява до стойност $\varepsilon(\infty) = 0.062$. В управляващия сигнал се забелязват високочестотни компоненти, дължащи се противодействието на силата на триене. Този ефект е нежелателен, затова в основната управляваща схема от фиг.7 се включва префилтър, който филтрира тези компоненти. Предавателната функция на префилтъра е съобразена с динамика на затворената система, за да може да функционира правилно, като неговите параметри са $F(s) = \dfrac{9}{s^2 + 6s + 9}$.

В управлението е подаден и допълнителен вход с коефициент $k_a = 0.005$, който редуцира нежелани колебания в позицията. При проведения експеримент, фиг.11 статичната грешка намалява без да е въведена различна компенсация на триенето - $\varepsilon(\infty) = 0.0375$.



Фиг.11

С цел пълно изучаване на динамиката на позиционираща се плъзгаща платформа и поради получените статични грешки от предложените управления в системата, PV(A) управлението е заменено от ПИ регулатор. Параметрите на регулатора са избрани емпирично, тъй като получения модел не предполага теоретично включване на регулатор с интегрална съставка. Използваните параметри са $k_R = 1$ и $T_I = 1/5$. Получения запис е показан на фиг.12.



Фиг.12

Вижда се, че при наличие на интегрална съставка в управлението е налице граничен цикъл, което показва, че предложената компенсация на триенето не е ефективна, но системата не губи устойчивост.

8. Заключение

В работата е предложено управление на обект позициониране на плъзгаща се платформа, като паралелно е изследван ефекта на Коломбово триене върху качеството на управление.
Направено е успешно филтриране на управляващия сигнал чрез префилтър и изглаждане с коефициент по ускорение.
Предложена е компенсация чрез статичен модел Коломбово триене, но други решения трябва да се търсят в бъдещи изследвания, чрез динамични модели на триене, с цел намаляване на статичната грешка или избягване на гранични цикли при интегрална съставка в управлението.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Ning Shu, Gary M. Bone, ***High Steady-State Accuracy Pneumatic Servo Positioning System with PVA/PV Control and Friction Compensation***, Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics & Automation Washington, DC-May, 2002.

[2]. Olsson H., K.J. Åström, C. Canudas de Wit, M. Gäfvert, P. Lischinsky, ***Friction Models and Friction Compensation***, 1997.

[3]. Tjahjowidodo T., F. Al-Bender, H. Van Brussel, W. Symens, ***Friction characterization and compensation in electro-mechanical systems,*** Journal of Sound and Vibration (2007), 2007 Elsevier Ltd.

[4]. V. van Geffen, ***A study of friction models and friction compensation***, Eindhoven, December, 2009.

[5]. Маринчев А., В. Гълъбов***, Конфигуриране на средства за управление на лабораторен стенд "обърнато махало",*** – Международна конференция „Автоматика 2013", Годишник на ТУ-София, 14.06-16.06, Созопол, 2013, /под печат/.

Автори: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vaks@tu-sofia.bg*; Александър Пламенов Маринчев, ас. - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЙНИЯТ СЕКТОР В УСЛОВИЯТА НА ИКОНОМИЧЕСКА КРИЗА И РИСКОВЕ ЗА УЧАСТНИЦИТЕ В БОРСОВИЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЕН ПАЗАР

Чавдар Дойчинов

Резюме: *Бързата промяна на икономическата среда изисква електроенергийният отрасъл да развие нови концепции и политики за да отговори по – добре на изискванията за сигурност в снабдяването с електроенергия. Важно е да се установи как сигурността на снабдяването може да се постигне при либерализиран пазар и де регулации. Уязвимостта на една енергийна система може да се определи с това до колко тя може да се справи с неблагоприятни събития за доставка на енергия. Крайната цел на това изследване е как европейските икономики може да отговорят на евентуална енергийна криза, потенциала на пазара и степента на финансов риск, който се поема от участниците в борсовия и либерализирания електроенергиен пазар.*

Ключови думи: *сигурност на доставките на електроенергия, уязвимост на енергийната система, рискове, борсов и либерализиран електроенергиен пазар.*

ELECTRICITY SECTOR IN TIMES OF ECONOMIC CRISIS AND RISK FOR PARTICIPANTS IN ELECTRICITY MARKET EXCHANGE

Chavdar Doychinov

Abstract: *The rapid change in the economic environment requires electricity sector to develop new concepts and policies to respond better the security requirements of the supply of electricity. It is important to establish how security of supply can be achieved in a liberalized market and deregulation. The vulnerability of a power system can be determined by that how much it can handle adverse in energy supply. The ultimate goal of this research is how European economies can respond to energy crises, market potential and the degree of financial risk borne by the participants in the stock market and the liberalized electricity market.*

Keywords: *security of electricity power system supply, vulnerability of electric system, risk, stock market and liberalized electricity market.*

1.Въведение

Финансовите и икономически катаклизми разтърсили света през последните години, оказаха значимо въздействие върху енергийния сектор, изпълняващ ролята на двигател на световната икономика. Засегнати бяха както цените на ос-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

новни енергоносители, така и потреблението и производството на енергия. Добре известно е, че гарантирането на безопасни и сигурни доставки на енергия на поносими, стабилни цени е жизнено важно за икономиката и общественото развитие и трябва да бъде неделима част от устойчива и последователна енергийна политика.

Задачата на настоящата работа е да се анализират и очертаят последиците от икономическата криза за европейския енергиен пазар неговото развитие.

Целта е да се проследят предизвикателствата пред ЕС в областта на енергетиката, чрез проследяване на уязвимостта на европейския електроенергиен пазар, както и стратегии за смекчаването на уязвимостта, покриването на европейските директиви, нивото на либерализация, рисковете пред участниците в европейска енергийна борса.

2. Електроенергийния сектор и икономическата криза

С настъпването на световната финансова и икономическа криза сериозно настъпиха промени в ценовия тренд на електроенергийните пазари. Само за първата година от кризата потреблението на електроенергия спадна в глобален мащаб с около 15% [1].

На фона на значителното нарастване на инвестициите във възобновяема енергия преди кризата, след 2009 година настъпи сериозен спад в цените на фосилните горива, което доведе до сериозен спад в сравнение с останалите енергопроизводства. Съкращаването на инвестициите ще доведе до дефицит на мощности и повишение на цените на електроенергията след няколко години когато икономиката започне да се възстановява [1].

Основните предизвикателства пред ЕС са:

- промените в климата – енергетиката емитира около 80% от вредните емисии в ЕС;
- нарастваща енергийна зависимост, която до 2030 година се очаква да достигне около 80%;
- все още не е налице ефективен вътрешен пазар на електрическа енергия и природен газ, който е съществено необходим за осъществяването на дългосрочни инвестиции за електропроизводство през следващите 25 години;
- риск от нарастване на цените на електроенергията в бъдеще и намаляване на конкурентоспособността на европейската икономика [5].

Разпределението между различните видове източници в ЕС е неравномерно, като най-голям дял притежава хидроенергията (31%) и биомаса (36%). С бързи темпове през последните години се разви производството на електроенергия от слънчеви и вятърни централи. Съществен проблем е липсата на прозрачност и неяснотата в работата на участващите в електроенергийния пазар дружества и енергийни компании [3].

3. Уязвимост на европейския електроенергиен пазар

При един свободен пазар, трябва да са осигурени условия да се доставят електричество на конкурентна цена, то да е с разумно техническо качество и да е

произведено по начин, който възможно най-малко да се отразява на общественото здраве и на околната среда. За да се осигури в предвидимо бъдеще редовно снабдяване с електричество, съществуват три предварителни условия достатъчно електропроизводство, което да отговори на нуждите на потреблението, подходяща инфраструктура за доставяне на електрическа енергия и стабилни технически и административни експлоатационни правила и процедури. Европейските държави са в процес на промяна на своите електроенергийни пазари от множество повече или по-малко монополни пазари с национално снабдяване към единен свободен пазар.

3.1. Структура и характеристики на електроенергийните сектори

В таблица 3.1. са посочени инсталираните мощности на европейските електроцентрали, които възлизат на около 774 GW през 2004 година и около 810 GW през 2011 година.

Табл. 3.1. Нетна електропроизводствена мощност.

	GW	2004 %	GW	2011 %	Растеж %
Ядрена	140	18	154	19	10
Конвенционална термична	410	53	332	41	-19
От която:					
- на въглища	135	17	93	11	-31
- на лигнитни	54	7	32	4	-41
- на нефт	71	9	41	5	-42
- на природен газ	150	19	166	21	11
Водна	180	23	210	26	17
От други ВЕИ	44	6	114	14	259
Общо за ЕС	774	100	810	100	4,65

Източник Eurelectric

Световният недостиг на изкопаеми горива ще засегне само конвенционалните топлоелектроцентрали, които изгарят вносни горива като нефт и природен газ. Нарасналото производство от ядрени, водни и възобновяеми източници подобрява сигурността на снабдяването с електроенергия. Целите за мощностите и бъдещото порт фолио от проекти за ВЕИ зависи от положението в отделните държави от ЕС, като се очаква най – голям потенциал от вятърната енергия [3].

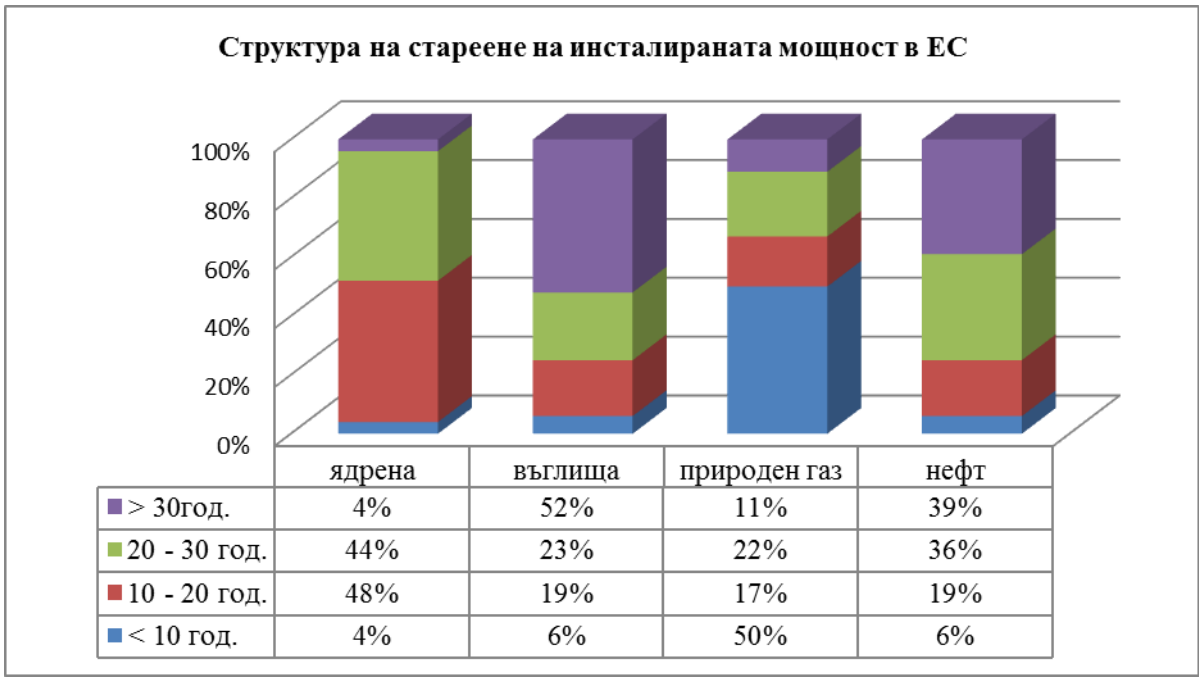
Неравномерното производство от ВЕИ трябва да се балансира с отделни резервни генериращи мощности. Делът на топлоелектроцентралите за комбинирано производство в повечето държави в ЕС е около 27%, показано в таблица 3.2. [2].

Като се има предвид възрастта на съществуващите електроцентрали в ЕС и очаквания растеж на потреблението на електричество за периода до 2030 г. с около 0,3% годишно. За да се достигне тази инсталирана мощност предвид възникналите обстоятелства около ядрените програми на някои страни от ЕС, ще се наложат големи инвестиции в нови електроцентрали, тъй като много от по – старите централи ще бъдат изведени от експлоатация до 2030 г., показано на фиг.3.1.[1].

Таблица 3.2. Дял на ТЕЦ с комбинирано производство.

	Общо инсталирана мощност в ТЕЦ (GW)	Дял на ТЕЦ с комбинирано производство (GW)	%
ЕС - 15	339	80	23,6
Нови държави – членки	57	16	28
ЕС – 27	396	96	24
Норвегия + Швейцария	16	7	44
EU - 29	412	103	25

Източник Eurelectric



Фиг.3.1. Структура на стареенето на инсталираната мощност в ЕС - 29

След 2010 г. европейските институции ясно определиха необходимостта от увеличаване на през граничната електропреносна способност на енергийните системи в ЕС [3].

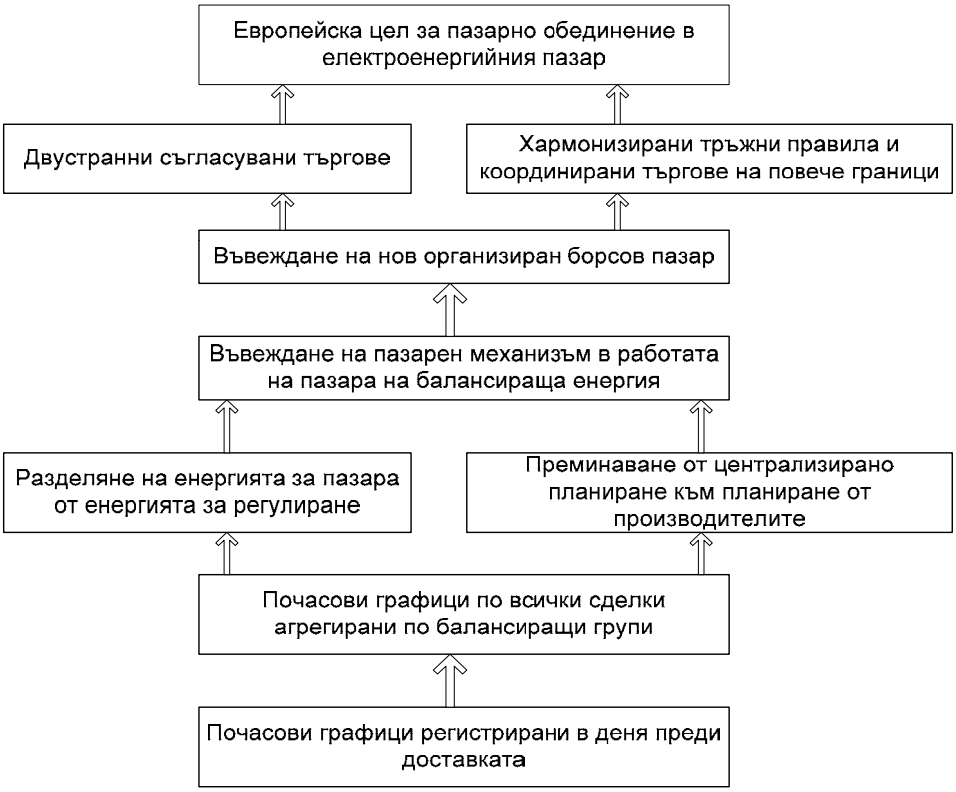
Съществуват няколко фактора, които могат да увеличат необходимостта от нова мрежова инфраструктура и съоръжения за управление:

- присъединяване на нови електроцентрали или потребители;
- модернизиране на съществуващите мрежи, за да се поддържа целостта и стандартите за сигурност;
- подобряване на качеството на електроенергията;
- растеж на потреблението на електроенергия;
- развитие на инфраструктурата за диспечиране, подходящо оборудване за управление на електропроводите и защитни системи в подстанциите;
- инфраструктура на пазарния оператор;
- телекомуникационна инфраструктура;
- управление на честотата и напрежението и други допълнителни услуги.

След 2011 година започна въвеждането на мерките по третия либерализационен пакет разделени на три мрежови регламента за работа на електроенергийния пазар по отношение на всички времеви хоризонти:

- мрежови регламент за определяне и разпределяне на преносните способности и интегриране на пазарите „ден напред” и „в рамките на деня” – Capacity Allocation and Congestion Management Network Code – CACM NC;
- мрежови регламент за форуърдните (дългосрочни) пазари - разпределение на преносните способности и хармонизиране на правилата на годишна и месечна база – Forward Capacity Allocation NC;
- мрежови регламент за балансиране – Balancing NC [4].

Целта на третия енергиен пакет е достигането през 2014 година на реален общ електроенергиен европейски пазар. Всяка една държава членка на ЕС е длъжна да премине към показаната на фиг.3.2. работна схема на процесите в електроенергийния пазар за постигане на тази цел.

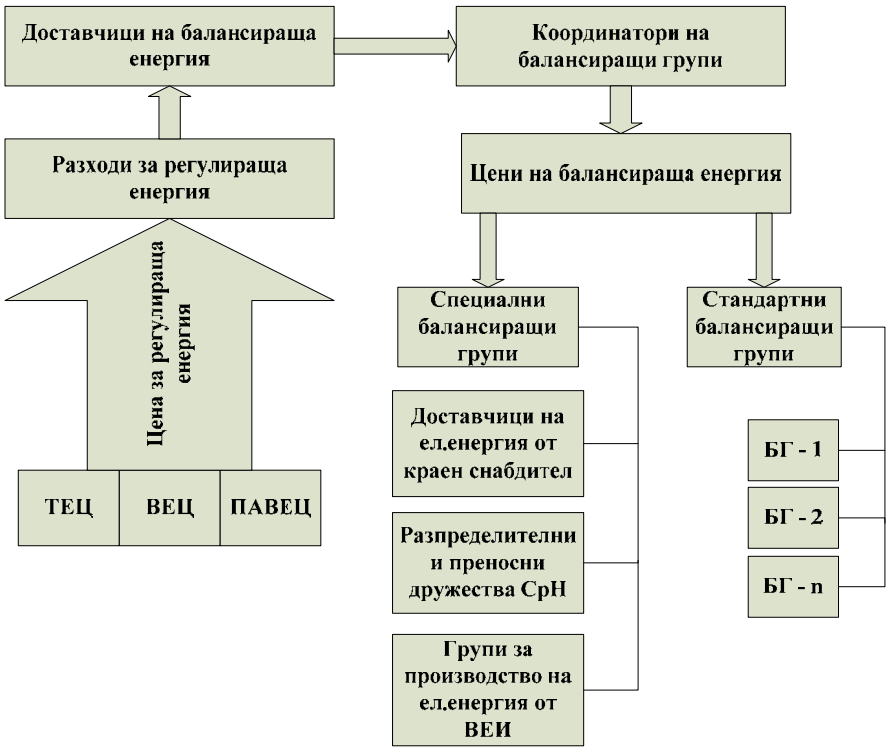


Фиг.3.2. Действие на електроенергийния пазар

3.2. Уязвимост на електроенергийния пазар

Сигурността на енергийното снабдяване за производство на електрическа енергия е въпрос за това доколко добре функционират пазарите. От друга страна мрежите имат свойството да бъдат естествени монополи. Времето, местоположението, обема и качеството на снабдяването определят стойността на електричеството за потребителя. Участниците в днешния пазар показват предпочитание към по-малко капитало-интензивни и по-малки блокове. В крайна сметка започва да възниква една по – разнообразна електроенергийна система.

Ключовата дума, за да се опише смекчаването на уязвимостта на електроенергийните пазари в Европа е гъвкавост на диверсификацията на източниците, технологиите и ресурсите. Гъвкавостта трябва да се превърне в оръдие в ръцете на всички главни участници: за потребителя – ефективността на енергийното потребление; за производителя – гъвкавостта за комбиниране на различни горива в електропроизводството, съобразно дадени обстоятелства; за разпределителя – успехът при осигуряване на здрава, съответстваща на нуждите, работоспособна мрежа. Конкуренцията на електроенергийния пазар цели да премахне скъпо струващите излишни мощности, които са били изградени от предишните монополи и да подобри ефективността на разходите на този промишлен сектор. Стратегията работи добре, излишната мощност на либерализирания пазар бързо намалява, дори до такава степен, че някои участници сега се опасяват от бъдещ недостиг на генерираща мощност, но това, че резервната мощност се намалява, не означава обаче, че пазара не работи добре. На фиг.3.3. е показана новата организационна работа на либерализирания балансиращ електроенергиен пазар [4].



Фиг.3.3. Структура за организацията на балансиран електроенергиен пазар

При новата работа на балансиращия електроенергиен пазар се очертават две основни групи участници, доставчици на балансираща енергия и координатори на балансиращи групи. Разходите за разполагаемост се прехвърлят в цената за достъп. Разходите за регулираща енергия към доставчиците на балансираща енергия се прехвърлят в цените на балансиращата енергия, заплащани от координаторите на балансиращи групи върху реализираните небаланси.

Ако потреблението достигне тавана на мощностите, съществуват два начина да се поддържа стабилността на системата. Единият е да се овладее временно потреблението, а другият е да се увеличи мощността за върхова електроенергия.

Кратките срокове на експлоатация и произтичащите големи инвестиционни рискове налага и съгласуването на различните национални енергийни системи за създаване на правила за резервна мощност според регионалните възможности за производство и инвестиции в мощности за върхова електроенергия [6].
Електроразпределителната мрежа е естествен монопол. Регулаторните органи имат важна роля и е необходимо те да работят колкото е възможно най – ефективно, за да изградят ефективен електроенергиен пазар. В резултат на либерализацията, предишният метод на планиране, когато всяка интегрирана електропроизводствена и преносна компания обикновено сама удовлетворява нуждите си, сега е заменен със система, където електричеството се намира и се произвежда на най – икономически изгодното място. Това означава, че транзитните потоци са увеличени и електропреносните връзки често се експлоатират до краен предел. Либерализацията и увеличеният транзитен поток поставят също така много високи изисквания за сътрудничество и съгласуване на системните оператори. Системите вече не могат да бъдат експлоатирани сякаш са независими и биха могли да се разделят в случай на авария [6].

На фиг.3.4. е показано разпределението и движението на различните потоци в либерализирания електроенергиен пазар в етапите на неговото действие. Отразени са различните времеви хоризонти на действие. Показани са къде взимат участие правилата за управление на процесите. Посочено е на всеки един етап от пазара какви връзки се осъществяват.

4. Рискове пред участниците на борсовия електроенергиен пазар

Създаването на регионален и европейски пазар за електроенергия до голяма степен облекчава финансовите и технически условия за изграждане на междусистемни връзки. В този смисъл възникването на пазарите създава условия за свободен избор на доставчик сред множество такива, разположени във всяка от страните, участващи в този пазар, подпомага развитието на свободната конкуренция и подобрява сигурността на доставките [2].

Следващата стъпка е създаване на борсов електроенергиен пазар, който от своя страна носи със себе си и съответните рискове за участниците в него. Въпреки пълното отваряне на пазара за всички видове потребители, действащата нормативна уредба за финансово гарантиране на сделките с електрическа енергия не стимулират създаването и прилагането на застрахователни продукти срещу финансов риск. Основният обем електроенергия на развитите пазари се търгува по преки договори между страните, така наречените OTC (over-the-counter) контракти. OTC-контрактите са не стандартизирани, извън борсови договори за покупко-продажба на електрическа енергия. С развитието на пазара, и нарастване дела на спот-търговията за сметка на OTC-търговията, на търговците им се налага да се съобразяват все повече с необходимостта да се предпазват от риска да понесат загуби поради неблагоприятни ценови разлики между спот-пазара и сключените от тях форуърдни (OTC) контракти. Можем да сведем рисковете при свободната търговия с електрическа енергия до рискове от частично, пълно

не плащане, или пък закъсняло плащане, и до риск от неблагоприятни ценови разлики [2].

Фиг.3.4. Схема на потоци в либерализирания пазар на електроенергия

4.1. Риск при спот-търговия

Спот-пазарът на електроенергия е важен сегмент от европейската енергийна търговия и не случайно е основоположен за европейската енергийна борса. Борсата, като организиран пазар, има следната философия:

1) Осигурява така важната за всеки пазар ликвидност, концентрирайки на едно тържище множество производители, търговци, големи потребители от повече от една държава.

2) Правилата на борсовата търговия гарантират прозрачност и конкурентност на ценообразуването, и премахват риска от пазарна манипулация.

3) Правилата за клиринг и сетълмент гарантират безусловно, че за всяка сключена сделка „продава” има насрещна сделка ”купува”, и че разплащанията ще бъдат извършени в договорения размер и срок.

4) Стандартизацията на условията по борсовите контракти позволява максимално опростяване на документооборота и привличане на широк кръг участници в борсовата търговия, което на свой ред повишава ликвидността и създава референтна цена [2].

При борсовата търговия с балансираща енергия финансовият риск от не плащане е минимизиран, още повече, че обема на търговия на този пазар е пренебрежимо малък спрямо целия търгуван обем. Съществува финансов риск от ценови разлики, който в случая се формира между цената на балансиращия пазар за всеки час (цена излишък или цена недостиг), спрямо договорената по основ-

ния контракт за доставка цена. Данните от работата на добре организирани и конкурентни балансиращи пазари показва, че ценовата разлика може да промени цената по основния контракт за доставка с 3.0 до 5.0%. Този риск е добре известен на търговските участници и доколкото е възможно се взима под внимание при договаряне на цената по основния контракт за доставка. Организационна форма за намаляване на риска от ценови разлики на балансиращия пазар е създаването на балансиращи групи. Спрямо балансиращия пазар групата се представя като един търговски участник, а вътре в групата всеки неин член носи солидарна отговорност. Отклоненията в графика на отделните участници взаимно се компенсират и като цяло балансиращата група формира по-малко сумарно нарушение в графика си, съответно намалява финансовия риск за отделните участници. Технологичните мерки които се предприемат от участниците са свързани с подобряване на прогнозирането и планирането на основната производствена дейност, технологичната дисциплина и управление на производството [2].

5. Заключение

От направения анализ може да се заключи, че инвестициите в енергийния сектор са наложителни въпреки обективните финансови затруднения. Във вътрешният електроенергиен пазар трябва да продължи внедряването на третия енергиен пакет в съответствие с времевите заложени хоризонти, което гарантира неговата плавна работа. Процесът за получаване на разрешително за изграждане на нова мощност трябва да стане надежден, плавен и бърз, за да насърчи и укрепи сигурността на снабдяване. Трябва да продължи внедряването на гъвкавостта при диверсификацията на източниците, технологиите и ресурсите. Органите по конкуренцията трябва да поддържат честна конкуренция, така че цената на електроенергията да отразява действителния маргинален разход на цялата система за снабдяване. Трябва да бъде организиран един спотов пазар с добра ликвидност и много участници, за да осигури краткосрочните маргинални разходи на пазара. За дългосрочните договори ще бъде ефективно да се организират финансовите пазари, за да се даде възможност на инвеститорите да хеджират цената. Насърчаването на по –нататъшното разнообразяване на всеки национален енергиен микс ще намали зависимостта от внос и ще разшири моделът за снабдяване като се насърчи използването на вътрешни енергийни ресурси, което от своя страна ще спомогне на самата европейска обединена енергийна система. С въвеждането в реално действие на третия енергиен пакет ще се постигне още по- добра оптимизация при балансирането на енергийната система.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бошнаков П., Михайлова С., Енергийния сектор в условията на икономическа криза, София, 2011

2. Бъчваров П., Алтернативни форми за гарантиране финансовата надеждност на страните при търговия с електроенергия, Доклад към ЕК 15/12/2008, София, 2008

3. Консолидиран текст на Договора за функционирането на Европейския Съюз, Официален вестник на Европейския съюз, 09 май 2008
4. Поповска В., Предизвикателства пред пазара на електроенергия и подготовка за реален старт на новия пазарен модел, отдел „Електроенергиен пазар, инфраструктура и услуги”, ЕСО ЕАД, София 2011
5. Резолюция на Европейския парламент относно Европейския план за икономическо възстановяване (2008/2334 INI), 11 март 2009
6. Popescu A., Уязвимост на Европа от енергийни кризи – Световен енергиен съвет (превод), Използван с разрешение на Световния енергиен съвет, Лондон, 2008

Автор: Чавдар Дойчинов, маг. инж. докт. - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *chav81@abv.bg*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** доц. д-р Б. Кирилов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ОЧАКВАНИ ЗНАЧИМИ ПРОМЕНИ В СВЕТА НА СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА БИЗНЕСА

Христина Галева

Резюме: *В работата е извършен анализ на съвременните тенденции в развитието на Системи за Управление на Бизнеса (СУБ). Описани са основните направления за разработки, които следват бизнес насоките на развитие в условия на глобална икономическа криза. Посочени са критериите, с които компаниите трябва да се съобразяват при избор на нова СУБ.*
Ключови думи: *Системи за Управление на Бизнеса (СУБ), Мобилност, Cloud решения, Консуматори, Връзки със социални мрежи, Данни*

TRENDS IN THE AREA OF ENTERPRISE RESOURCE PLANNING (ERP) SYSTEMS

Hristina Galeva

Abstract: *This work provides an analysis of the trends of development in Enterprise Resource Planning (ERP) systems. An overview is given on the main development directions, which follow the business trends, whilst world economic crisis still hasn't been overcome. Recommendations are provided with the criteria for new ERP system choice.*

Keywords: *ERP, Mobile, social, cloud, consumerization, and big data*

1. Въведение

Еволюцията на Системите за Управление на Бизнеса – СУБ (ERP) изисква интеграция и модулност. Променящите се изисквания, подтикват обновяване на СУБ, което включва интеграция с други СУБ или други системи и модули, с цел задоволяване на нарастващите бизнес нужди [2].

Основни задачи, които организациите решават, чрез внедряване на СУБ са:

- Подобряване на бизнес постиженията, чрез унифициране на процесите в организацията
- Увеличаване на ефективността, чрез предоставяне на гъвкави системи, които се нагаждат спрямо нуждите на организацията
- Стандартизиране на операциите и намаляване на разходите
- Заместване на множество отделни системи с интегрирана система, която да дава прозрачност на резултатите

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

Решаването на тези задачи, обаче, не гарантира успех, а само дава основа за постигането му. Внедряването на СУБ е скъпо начинание и софтуерните разходи са само началото. Съпротивата за закупуване на СУБ в условия на икономическа криза е разбираема. Финансовите ресурси са с постоянно ниски нива и свободните парични средства се насочват към генериране на приходи, а не към обновяване на софтуерните решения. Когато разходите за внедряване на нови софтуерни решения са фактор за повишаване на съпротивата, е време да се подчертае необходимосста от действия.

Основни ключови индикатори, с които се измерват ползите за организацията еволюират и разширяват, като се добавят

- Точност на нива на наличности
- Намаляване на разходите
- Процес на месечно приключване
- Системни нива на прогнозиране
- Политики на закупуване
- Периоди на поръчване и доставки

Това са само част от индикаторите, които се използват в последните години, за да се защити необходимостта от обновяване на СУБ, но всички те са насочени към оптимизиране на оперативните параметри на компаниите. Консуматорите и служителите сега очакват иновативни решения от компаниите, с възможности, които те биха получили безплатно на мобилните си устройства или социални мрежи. Мениджърите и управляващите от своя страна изискват услуги на съвременни мобилни устройства, лесно достъпни ИТ услуги и възможности за кооперативност.

Проблемите, с които трябва да се борят организациите са също свързани с бавно приемане на ИТ технологиите, традиционни практики за управление на проекти, безкраен процес на разработки, проблеми със сигурността и качеството. Необходимо е да се промени мисленето и да се погледне от корпоративно насоченият свят към властта на консуматора, което да доведе до ново поколение СУБ.

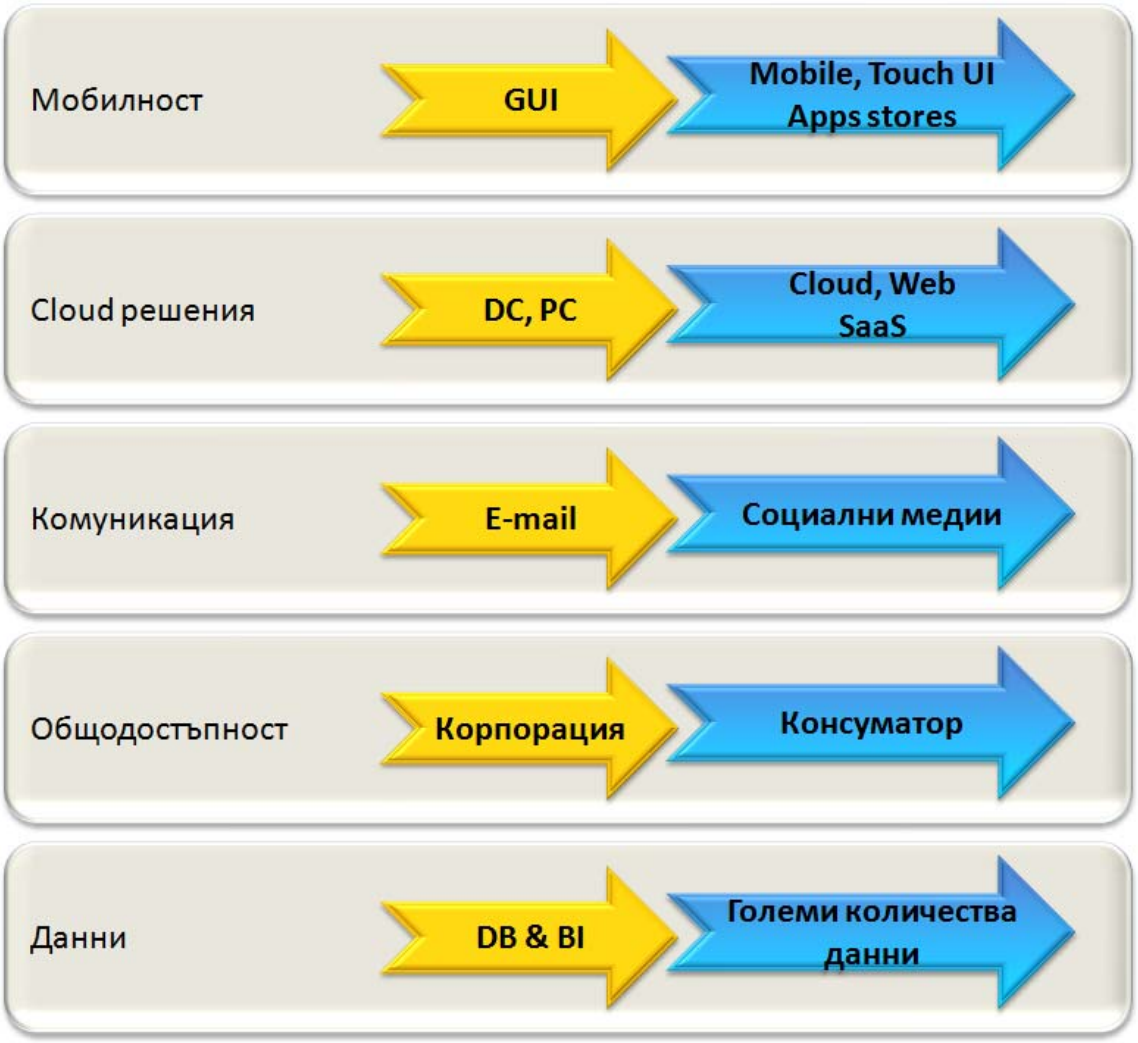
2. Очаквани значими промени в света на Системите за Управление на Бизнеса в следващите години

Как трендовете за софтуерните решения влияят на СУБ? Влияе ли икономиката върху избора за СУБ? Кои са доминиращите трендове в настоящо време?

Ето някои от очакваните значими промени в света на Системите за Управление на Бизнеса в следващите години.

- **Преминаване към Cloud решения**

Разработването на Cloud опции променя напълно динамиката на пазара на СУБ. Основни направления в областта са абонаментно базирани модели, както и поделения Cloud на съществуващи СУБ. Основната изгода от обществените



Фиг.1. *Насоки на развитие на СУБ*

Cloud решения са предимно икономически – малък – до среден бизнес могат да спестят пари, време и физическо пространство, използвайки хардуера, инфраструктурата и софтуера на външна компания. Също изгодите са свързани с по-голям контрол, тъй като могат да се използват едни и същи инструменти или софтуер в рамките на собствен център за обработка на данни или изнесен такъв при външен доставчик.

Примери за големи компании предоставящи СУБ са SAP, които пуснаха Business ByDesign и Oracle, които разработват Fusion Cloud ERP. Също и двете компании придобиха cloud решения през миналата година – SAP придобиха SuccessFactors, а Oracle придобиха Taleo, като по този начин демонстрират нарастващата важност на cloud решенията.

- **Разширени СУБ с връзка към социални медии**

СУБ с възможности за връзка към социални медии дава възможност за лесна комуникация и сътрудничество както в рамките на организацията, така и между организациите и техните клиенти. Интеграцията със социални медии обединява лесни за използване инструменти за консуматорите с комплексни СУБ приложе-

ния. „Социалните СУБ” дават много по-лесен достъп и възможност за обработка на данни, с цел подобряване обслужването на клиентите.

Много софтуерни решения се насочват към социалните мрежи сега, тъй като те имат изключителна популярност (Facebook, Twitter). Обаче, доставчиците на СУБ бяха бавни при насочването си към този сектор на разработки. Основно, разработки се правят в насока на подобрение на вътрешното сътрудничество. Например, Yammer има партньорство с NetSuite и наскоро отвори своите API за интеграция със SAP. Също, Salesforce се кооперира с Chatter.

Въпреки предприетите насоки, все още е трудно да каже дали функционалностите, свързани със социалните мрежи ще дадат значимо предимство на СУБ.

- **Мобилна СУБ и магазини за СУБ App**

Технологиите за мобилни СУБ включват мобилни устройства, мрежи и канали за дистрибуция на продукти. Всички те спомагат за трансформирането и увеличаване ефективността на бизнес процесите. С развитието на технологиите, компаниите производители на СУБ адаптират продуктите си, така че да предоставят мобилни функционалности. Съвременните мобилни устройства предлагат високи скорости, удобства и възможности за обработка на информация в реално време.

Използването на мобилни функционалности може да е проблем за бизнеса, който е настроил вече своята СУБ. В такава ситуация се налага допълнително настройване, за да се адаптира към мобилните apps.

Магазините на Apple App дадоха тласък на развитие и за магазини за СУБ App. Доставчици като SAP, NetSuite и Microsoft активно изграждат магазини за app, за да могат да предоставят достъп на смарт-телефони до СУБ данни. Това е фокус, който ще доведе до използване на функционалности директно върху платформите на iPhone и Android [3].

ИТ компаниите от своя страна са принудени да поддържат тези нови технологии. Мобилните устройства и Таблетите бавно изместват PC-тата, но не могат напълно да ги заменят [1]. Компаниите започват да поддържат мобилни устройства за служители, чиято работа не задължава използването на PC.

- **Интерактивни интерфейси за потребителите**

Съвременните СУБ се проектират и разработват с потребителски интерфейси, които позволяват увеличаване продуктивността на потребителите. Този вид интерфейси са богати на графични функции, които предоставят интелектуални ресурси и интерактивни дисплеи. От своя страна, последните функции дават възможности за дейности, ориентирани към вземане на решения и комуникация с клиентите в реално време.

- **Могъществото на клиента**

В последните години СУБ се променят като се измества фокуса от бизнес, водещ се от доставките към бизнес, водещ се от клиента [5]. Клиентите масово

притежават мобилни устройства, посредством които те имат възможности да разбират по-добре продуктите, да правят сравнения, да проучват, да поръчват и споделят информация в социалните мрежи. Това означава, че бизнеса трябва да мисли първо за клиента и да нагоди своите доставки, производство, логистика и маркетинг, по начин, по който максимално да задоволи клиентските потребности. Съответно, развитието на СУБ трябва да се насочи към директната връзка с клиента, по всички възможни канали [3].

- **Силни ограничения на инвестициите в СУБ**

След кризата през 2008 година средствата за ИТ проекти значително намаляха. Повечето компании се чувстват несигурни в настоящата макроикономика и трудно отделят средства за СУБ инвестиции. Много проекти се забавят , много проекти дори се прекъсват изцяло. Това води до забавяне в развитието на СУБ. Въпреки това, направените инвестиции в СУБ не могат изцяло да се пренебрегнат в условията на силна конкуренция.

Някои компании насочват вниманието си в ре-инженеринг на процесите си и използвайки текущите си системи, други компании насочват средства за инвестиции за специфични функционалности или процеси, което намалява риска и позволява по-сигурна възвращаемост на инвестициите. Намаляване времето на възвращаемост на инвестициите е съществен фактор при вземане на решенията за съответната инвестиция. Компаниите вече търсят решения, чиито възможности и капацитет се експлоатират ефективно веднага, а не да се очакват несигурни ползи при бъдещо използване.

Също, компаниите търсят възможности за аутсорсинг на поддръжката на съществуващите СУБ. Това са предимно компании, които са внедрили СУБ далеч в миналото. Целта е да се намалят максимално оперативните разходи и да се освободят средства за инвестиции.

- **Комбиниране на съществуващи СУБ и иновационни приложения**

Друга стратегия за намаляване на разходите, при компании с „по-стари” системи е те да се използват максимално само за основни операционни транзакции и СУБ функции, и да се добавят функционалности, базирани на Web приложения. Отново възниква въпроса за интеграцията с тези нови Web приложения.

- **Възраждане на оптимално инструментални средства с конкретно целево предназначение**

В условията на икономически натиск се наблюдава възраждане на оптимално инструментални средства с конкретно целево предназначение. Компаниите по-скоро ще се интересуват от подобни решения, от колкото от комплексни скъпо струващи СУБ платформи като Oracle и SAP. Това означава, че производителите на СУБ трябва да работят усилено в посока интеграция и архитектурни решения.

- **Общодостъпност на Системите за Управление на Бизнеса**

Съвременните доставчици на СУБ усилено работят с модела SaaS (software-as-a-service - Софтуерът като Услуга), който улеснява бизнеса от всички нива и дава възможност ефективно управление на разходите за СУБ. Този модел дава възможност за аутсорсинг на СУБ администрацията, което дава възможност на компанията да се съсредоточи върху основния си бизнес. Освен това, SaaS и cloud решенията позволяват надграждане и планирано обновяване. Компании с малки или липсващи мрежови инфраструктури могат да имат напълно функциониращи решения, които са достъпни през Web, независимо от местоположението на служителите (което може да е свързано с пътувания на служителите или работа от вкъщи / намалени разходи за офис пространство).

SaaS cloud решенията са подходящи за бърза промяна на бизнес модела на компанията или адаптация на определени процес, при това с по-малки инвестиции в сравнение внедряването на изцяло нова СУБ [4].

- **Аналитичност на данните от СУБ**

Приложенията за анализ на данните от СУБ, така наречените business intelligence (BI), са неразделна част от СУБ. Обаче, натрупаните огромни количества от данни изискват нов подход за обработката и представянето им без забавяне. Доставчиците на софтуер разработват нови технологии и платформи, опитвайки се да се справят с този проблем. Новите технологии изискват подобрение на инфраструктурата, промяна на поддръжката и нови знания в областта на ИТ специалистите, което води и до нови разходи на компаниите потребители.

Голямото количество данни означава решаване на много и различи бизнес проблеми. Но също означава значителни изисквания от страна на бизнеса, не само в една функционална област, а по-скоро между-функционални. Управляващите изискват отчетите да имат максимална гъвкавост, ниво на детайлност, навременност и достоверност. От тук възниква и въпросът за интеграция и уеднаквяване на бизнес изискванията, цел постигането на която изисква изключително време и усилия.

3. Време ли е за нова СУБ и какви са критериите за избор?

Трябва ли бизнеса да се подготвя за промени или трябва да изчака? Преди да си отговори на този въпрос, компанията трябва да си изясни какви са очакваните ползи и какви бизнес предимства би получила, като например:

- Подобрение на продуктивността, ефикасността и финансовите резултати
- По-лесни канали за достигане до консуматорите и клиентите
- По-лесен обмен на данни, използване на нови маркетингови стратегии
- Управление и анализиране на големи количества данни (вкл. използване на корпоративни валути, процеси между различни държави и географски и времеви зони)

- Подмяна или обновяване на съществуваща СУБ, която е извън услуги за поддръжка или неспособна да предостави нови възможности.

Какви са критериите, с които трябва да се съобразяват компаниите при избора си на нова СУБ?

1. Мобилност – революцията при използването на мобилни устройства е основен фактор. Бизнесът се наслаждава на гъвкавостта при използването на мобилни приложения като маркетингов инструмент, а също така, че служителите стават по-продуктивни и достъпни. СУБ доставчиците ще бъдат част от тази революция, давайки възможността за достъп до техният софтуер през мобилни устройства.

2. Бързина – клиентските изисквания се увеличават непрекъснато, докато жизнения цикъл на разработките се свива. СУБ клиентите имат огромни очаквания, че времето за отстраняване на дефекти, изисквания за доработки и разработки се ускоряват, с цел да запазят СУБ пазара. СУБ доставчиците трябва да променят своите процеси за разработки, така че да намалят времето за разработки и предоставяне на нови версии, без да развалят качеството.

3. Качество – Въвеждане на мерки и количествени анализи ще даде натиск върху доставчиците на СУБ да подобрят техните качествени показатели. Очакванията към тях са за високо качество продукти без грешки и ускоряване времето за разработки. Това значи, че съвременният доставчик на СУБ трябва да въведе нови процеси за осигуряване на качеството и инструменти за тестване, които да осигурят чист код на разработките, които да функционират в съответствие със заложените изисквания.

4. Взаимодействие – СУБ системите трябва да могат да взаимодействат с външни системи и приложения, както да се захранват с данни от тях, така и СУБ да се доработят и предоставят гъвкави аналитични възможности.

5. Опростеност – Водещите ИТ компании търсят по-прости и ефикасни начини да управляват техните приложения и инфраструктура. С увеличаването на cloud решенията и виртуализацията, СУБ доставчиците насочват усилията за доставяне на този вид решения.

6. Взаимодействие – Все повече трябва да се търсят СУБ , при които са вградени връзки със социални медийни приложения като Twitter, LinkedIn и Facebook, които могат да доведат до ползи. Направените доработки могат да се вградят в различни бизнес процеси като Верига на доставки, Човешки ресурси, а също и като начин за комуникация със служителите и клиентите си.

10. Заключение

СУБ решенията имаха основен дял в иновациите през последните години. Много промени се случиха, но много се очакват тепърва да се появят. Въпреки това, все още има компании, които не успяват да изчислят достатъчно точно възвра-

щаемостта на инвестициите си в СУБ. По тази причина, възникват и притеснения за промените в технологиите, които могат да изведат унаследените системи (legacy ERP) извън употреба.

Повечето СУБ системи, които са продуктивни в момента, не са проектирани да управляват нарастващите клиентски потребности. Комбинацията от социални мрежи, мобилни устройства и cloud решения показват много прозрачно на клиентите какво трябва да търсят, какви са техните нужди и накъде трябва да се ориентират. Това което до скоро се наричаше тясна точка на СУБ, сега се нарича липса на клиентска ориентация. Компаниите се нуждаят от преоценка на ИТ стратегиите си, за да могат да обслужват максимално ефективно своите клиенти. За да са успешни промените, обаче изискват и сериозни промени в управлението на компаниите (прилагане на промени в бизнес процесите), което също е много трудно изпълнима задача.

Едновременно компаниите, които искат да обновят своите системи и компаниите, доставчици на СУБ, трябва да се съобразяват с основните тенденции за развитие на СУБ, ако искат да са в течение на новостите и да не изостават с най-новите технологии: **Cloud решения, Връзки със социални мрежи, Мобилна СУБ и магазини за СУБ App, Аналитични възможности на голямо количество данни, Клиентно и Консуматорско ориентирани приложения**.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Patrick Thibodeau (2012), Gartner's ***Top 10 tech trends for 2013***, http://www.computerworld.com

[2] Jamie Yap (2012), ***ERP evolution requires integration, modularity***, http://www.zdnet.com

[3] Drew Robb (2012), ***Top Ten ERP Trends,*** http://www.enterpriseappstoday.com

[4] Dec 2012, ***ERP in the Cloud***, http://www.kpmg.com/us/

[5] Louis Columbus (2013), ***ERP Prediction for 2013: The Customer Takes Control***, http://www.forbes.com

Автор: Христина Борисова Галева, маг. инж., докторант - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *hristina_galeva@yahoo.co.uk*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** доц. д-р Б. Кирилов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

АКТУАЛНИ ПРОБЛЕМИ И МОТИВАЦИЯ ПРИ ИЗПОЛЗВАНЕТО НА СОЦИАЛНИ МРЕЖИ И МОБИЛНИ УСТРОЙСТВА

Соня Николова

Резюме: *Висока е актуалността на проблема за използването на социалната мрежа през мобилни устройства. Мобилните устройства притежават редица възможности, като тенденциите са да бъдат използвани не само за развлечение, а и за медицинска диагностика. Като резултат възникват проблеми по сигурността и надеждността. Актуални са и проблемите на полезността на социалните мрежи при търсене на ресурси, както и мотивацията на потребителите за използването им.*

Ключови думи: *социални мрежи, мобилни устройства, мотивация*

ACTUAL PROBLEMS AND MOTIVATION FOR USING SOCIAL NETWORK AND MOBILE DEVICE

Sonya Nikolova

Abstract: *Nowadays the problem of using social network via mobile devices is highly relevant. Mobile devices have a large number of features and they trend to be used not only for entertainment purposes but also for medical diagnostics. This result into various problems related to security and reliability. Other relevant issues are related to the usefulness of social networks in search of resources and consumers' motivation to use them.*

Keywords: *social networks, mobile devices, motivation*

1. Въведение

Развитието и усъвършенстването на информационните и комуникационни технологии (ИКТ) съдейства за формирането на глобална цифрова среда, предоставяща нови възможности за комуникация и взаимодействие, преодолявайки времевите и пространствени ограничения. Една от ново възникващите ИКТ са мобилните услуги за данни, осигуряващи бърз достъп до цифровото съдържание на интернет през мобилни устройства, предлагащи разнообразие от информационни услуги и данни, помагащи на потребителя лесно да получава достъп до тези услуги навсякъде и по всяко време [1].

Възможностите на мобилните устройства включват много функции от типа всичко в едно, като например компютри, джобни компютри, таблети, смарт-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

фони и интелигентни безжични сензори. Тези функции, които използваме всекидневно, бързо се разрастват както в областта на развлеченията, така и при медицинската профилактика. Последните постижения в областта на мобилните устройства и безжичната комуникация осигуряват силна мотивация за разработването на нови софтуерни продукти и мобилни услуги за компютъризирането на здравеопазването [2].

Непрекъснато нараства броя на потребителите използващи интернет не само за търсене и набавяне на актуална информация или забавление, но и за споделяне на знания, изразяване на мнения, препоръки и оценки в рамките на социалните мрежи и сайтове. Факт е че социалните мрежи (СМ) са станали неделима част от живота на хората, за това е нужно да бъдат внимателно изследвани и проучвани, за да се избегнат нежеланите ефекти от тях. Техническите и организационни възможности за осъществяването им, както и всичко, свързано с тях, се развива много по-бързо в сравнение с културата на социално поведение на участниците. Поради това те се оказват в позицията на изостанали, т.е. не са развити критериите за разумност на поведението на участниците. В сървърите на СМ се записва всичко, което споделят потребителите – частни разговори, семейни снимки, записи относно пътувания, раждания, бракове, смърт и други, което представлява изключително богата информация за живота и взаимовръзките им. Най-новото проучване в света показва, че 47% от възрастните използват сайтове за СМ, а 73% от тийнейджърите и младите хора са членове най-малко на една СМ [3].

2. Актуални проблеми със сигурността и надеждността на ИКТ

Сигурната комуникация като цяло се занимава с четири различни проблема: съхраняване на информацията в пълна тайна; удостоверяване – определяне с кого разговаряме преди да се покаже информацията; отговорност – гарантиране на надеждност между комуникиращите потребители; цялостност на данните – да се гарантира оригиналността на получените съобщения, т.е. да не се променят. Има три вида надеждност на комуникацията: (1) непотвърдена услуга без изградена комуникация от край до край – непотвърдено предаване на пакети; по-високите слоеве са отворени за приемането на правилните последователности от пакети, корекция на грешки и управлението на трафика; обикновено се използва в локални мрежи; (2) услуга ориентирана към комуникация от край до край – изграждане и разпадане на връзката; предаване на данни с потвърждение; гарантирано доставяне на данните на приемащата страна; гарантирана подредба на пакетите в правилната последователност; управление на трафика; (3) услуга без свързване от край до край – всеки пакет от данни може да получи само едно потвърждение; без изграждане и разпадане на връзката.

От една страна самата социална мрежа е изградена по такъв начин, че личните данни на потребителите не са достатъчно защитени. От друга по-невнимателните потребители допускат в списъка с приятелите си непознати лица, които могат да им навредят. Поради отворения характер на мрежите е възможно да настъпят значителни проблеми във връзка със запазване на сигурността на лич-

ните данни, както и разпространението на различни вируси, които да нанесат вреди.

Все по-актуален става въпроса за кибертормоза при младите хора, неговия обхват се разраства много бързо от части заради развитието на новите технологии и от части заради интернет и СМ, чрез които може да се изпраща и/или позиционира текст или образи с цел да се навреди на някого. Под вреда се има предвид обиди и непрекъснат психически тормоз водещи до пълно объркване и депресиране на личността. Отличителните му черти са същите като при класическия тормоз, само че физическата среда е сменена с електрона и формата е по различна, което е свързано с възможностите и ограниченията на технологиите.

Смит и колектив определят кибертормоза като умишлено агресивно действие или поведение на група или индивид посредством електронни форми на контакт, което е повтарящо се във времето и е насочено към жертва, която не може лесно да се защити [4]. Т.е. за да бъде считана за тормоз дадена ситуация трябва: да има намерение да се навреди на жертвата, да има многократно и продължително във времето повторение на неправомерното поведение, и неравнопоставеност на силите между жертва и насилник. Оказва се обаче, че аспектите повторяемост и дисбаланс на силата са относително ясни за класическия тормоз докато при кибертормоза това не е така. Например една снимка, видео или текст, които се изпращат или са качени в интернет на по-късен етап може да се разпространява от други хора и по този начин един акт от един извършител може да се повтори много пъти от други. И тук възниква въпроса: ако повторенията не се извършват от първоначалния извършител това все още ли е кибертормоз? Тези въпроси както и степента, до която кибертормоза може успешно да се разграничава от по-широкото понятие кибер агресия или преследване в кибернетичното пространство се обсъждат [5].

Някои изследвания са разделили кибертормоза на две основни форми [6]: през мобилни телефони и през интернет. При мобилните телефони се включват обаждания, при които има директни заплахи, обиди, изнудване, понякога дори само намеци. Освен изброените към този тормоз спадат злонамерени текстови и мутимедийни съобщения (SMS и MMS). По-особена форма е даването на мобилния номер на жертвата на други без нейното съгласие, както обаждане от негово/нейно име. Кибертормозът е и снимането с мобилен телефон и свободното разпространяване на снимки или видео, както и на материали, които уронват достойнството на индивида, унижават го или го представят в неблагоприятна светлина. При интернет спектърът на поведенията и действията, които могат да бъдат окачествени като тормоз е още по-широк, от колкото при мобилните телефони. Може да бъде под формата на пускане на клюки или слухове в социалните мрежи, чатове и програми за незабавни съобщения. Типични форми са пращането на всякакви обиди, заплахи и т.н. Краденето на идентичност също е форма на кибертормоз към него спадат пращането на съобщения от името на жертвата и пращането на съобщения от името на познати на жертвата, разбиването на акаунти (профили), на пароли, пускането на снимки и клипове унижа-

ващи жертвата, пращането на вируси или нежелани файлове, както и задръстващи пощата имейли.

Формите на кибертормоз са твърде разнообразни. Тази класификация е условна, защото в бъдеще може да има вариации в зависимост от технологичните промени. През последните години появата на смартфоните позволява да се изпращат и получават имейли чрез мобилен телефон, както и да се използват за достъп до интернет, което прави проблематично разграничаването между телефонен и интернет тормоз [5]. Като цяло кибертормозът и класическият тормоз изглежда до голя степен имат сходни негативни въздействия, но някои характеристики на кибертормоза, като анонимността, липсата на сигурно убежище и срама породен от потенциално голямата широчина на публиката, го правят особено силен.

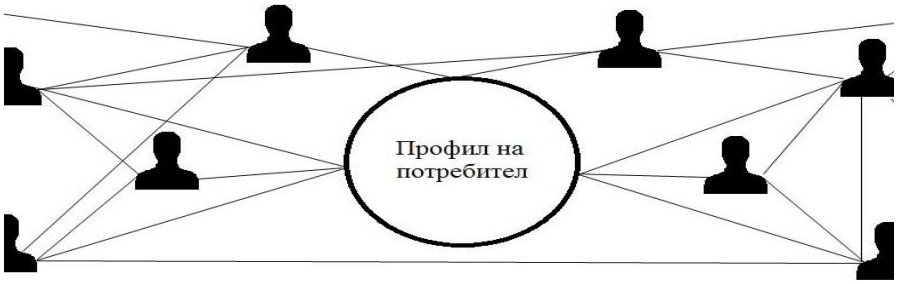
3. Какво представляват и мотивация за използването на социални мрежи

Човешките взаимоотношения намериха място в интернет, но под различна форма, почти загубила невербалните детайли в общуването. Трябва да се отбележи, че от гледна точка на комуникацията физическия контакт липсва между участниците, поради това общуването не може да бъде категоризирано като пълноценно. В някои изследвания се твърди (Оксфорд, 2011), че човек губи невербалните си умения, включително способността да установява контакт с очи по време на разговор [11]. Създават се различни комуникационни платформи в рамките на световната мрежа. Първоначално се появяват чат програмите и общуването в реално време. След това се появяват онлайн форумите, в които личното мнение на потребителите заема централно място. За да задоволи човешките потребности от контакт с околните дори интимните, любовните взаимоотношения се проектираха в интернет чрез появата на сайтове за запознанства. С годините търсенето на партньор в интернет води до създаването на нови запознанства, както в дигиталния, така и в реалния свят.

С появата на уебсайта SixDegrees.com през 1997г., което поставя началото на социалните мрежи, всички тези платформи се събират в едно [7]. Тези нови пространства напълно преобръщат идеята за акта на себепредставяне, като позволяват на потребителите да създават селективно разкриващи желани собствени образи допълнени от положителни характеристики [14]. Бариери като срамежливост, говорни и други дефекти имам съвсем различно значение в пространството.

Д. Бойд и Н. Елисон дефинират социалните мрежи като уеб-базирани услуги, които позволяват на хората (1) да изградят свой публичен или частично публичен профил в рамките на ограничена система, (2) да създават списък с други потребители, с които те споделят връзки, и (3) да преглеждат списъка от връзки, създадени от другите потребители в системата [3]. Според Жюстин Томс и Камелия Георгиева социалните мрежи изискват използването на мобилни средства и уеб-базирани технологии с цел общуване в дигитална среда, което се трансформира в интерактивен диалог [8]. За да се случи това всеки потребител трябва да се регистрира създавайки свой профил, в който генерира информация, комуникира, включва се във виртуални общности. Независимо от различията от-

носно вида и характера на връзките най-важните характеристики отнасящи се до всяка социална мрежа са трите изброени по-горе.



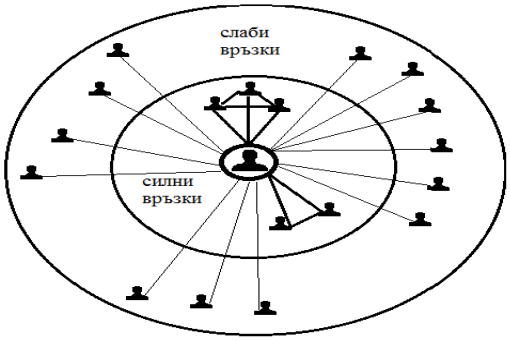
Фиг.1. Графично представяне на социална мрежа

В основата на тези мрежи стоят профили изградени от индивиди, които могат да са видими за всички или само за включените в списъка „приятели”. Всеки участник общува с останалите в социалната структура и служи като свързващо звено към други хора. По този начин се изгражда мрежа от взаимовръзки, основани на реални познанства или създаване на нови. Преодолявайки географските, културни и социални ограничения се изграждат онлайн общности, в които индивидите изразяват своята идентичност относно убеждения, правила на поведение, ценности и възприети норми. По този начин се създава чувство за принадлежност към една или повече групи.

През 2012 г. е проведено национално представително изследване на „Ноема”, резултатите на което сочат, че голям дял от потребителите използват СМ като платформа за комуникация и намиране на нови и стари приятели – 77%. Според данните с увеличаване на възрастта дяла на потребителите намалява от 94% за най-младата възрастова група (15-25 г.) до 47% при лицата над 56 г [9]. Освен за поддържане и развиване на отношения, хората се обръщат към СМ за забавление и развлечение, социална подкрепа, както и за търсене на информация [13].

Потребителите имат различни видове взаимоотношения и всяка връзка между двама души е уникална. Обобщено връзките в онлайн комуникацията могат да се разделят на три вида [11] – силни (5), слаби (150) и временни. Потребителите са свързани с основни групи от силни връзки, с които си взаимодействат често и слаби връзки, с които взаимодействат рядко. Когато човек взаимодейства с две лица често, то тези индивиди вероятно също взаимодействат един с друг [12]. От това следва, че хората са склонни да образуват плътни струпвания на силни връзки, които са свързани. Тъй като хората в тези клъстери се познават помежду си, всяка информация, която е на разположение на един от индивидите се разпространява бързо на другите в рамките на клъстера.

Според Ашвини и Хофман [10] Използването на Facebook се мотивира от два фактора: себепредставяне и себеразкриване. Себепредставянето е информация за определени аспекти от собствената ни биография и представлява обмен на мисли и чувства. Всяка дума и изречение и вид признание на личността за себе си, за собствените й мнения, възгледи, чувства и емоции, ценности. Себеразкриването може да бъде повече или по-малко съзнателно, повече или по-малко богато, задълбочено или повърхностно.



Фиг.2. Социална мрежа и информационни пътища – силни и слаби връзки.

Но то винаги съществува като компонент на посланията, които обменяме, когато си взаимодействаме. Необходимостта да принадлежиш, отнасяща се до присъщото търсене да се сдружаваш с други хора и да получаваш социално приемане, както и необходимостта от себепредставяне са непрекъснат процес на управление на впечатленията [10]. Хората са силно зависими от социалната подкрепа на другите и остракизмът от социалната групата има различни негативни влияния, свързани със самочувствието и чувството за принадлежност, емоционалното състояние, усещането за смисъла на живота, цели, самоуважение. Тези два мотивационни фактора могат да съществуват едновременно, но и всеки един по отделно може да бъде причина за използването на СМ, като същевременно са повлияни от множество други фактори, включително културния произход и личностни черти, като интровертност, екстроверност, срамежливост, нарцисизъм, невротизъм, самочувствие и самоуважение. Членовете на колективистичните общества показват по-голяма нужда от принадлежност, докато хората от индивидуалистичните култури показват по-голяма нужда от себепредставяне [10].

Социалните мрежи се различават по видимост и достъпност на профилите, по броя на участниците и обхвата на мрежата, по възможността да се използват допълнителни приложения в тях, както и по способността да се достигне до тях посредством мобилни устройства. В зависимост от предназначението им се формират две групи: професионални и такива, в чиято основа стоят приятелствата и личните взаимоотношения.

Професионалните СМ като Linkedln позволяват да се следят различни области, всеки потребител има възможност да представя информация за професионалните си умения и сферата си на дейност, да се създават и подържат бизнес контакти, да се обменя опит и информация, да се намират нови предложения за работа по проекти и свободни длъжности.

СМ предлагат нови възможности за рекламодателите, позволявайки им позиционирането на реклами пред голяма аудитория, а също така и бизнеса има възможност да създава специализирани страници, в които могат да представят своите продукти и услуги. Като в това пространство фирмите могат да достигат полесно до потребителите и да получават обратна връзка от тях. Това налага необходимост да се познават благоприятните условия и предимствата предоставени от СМ на бизнеса и търговията, както и психологията на потребителите на фона на постоянно развиващите се технологии.

Могат да бъдат идентифицирани няколко процеса, които протичат в СМ [11]: сътрудничество и споделяне; контакти и продажби; услуги и ангажираност; автоматизация на процесите и разширение; слушане и анализиране – данните от Facebook, Google+, Twitter са много ценен източник за обратна връзка и комуникация; мобилен маркетинг; продукти и партньори.

Благодарение на новите мобилни технологии мобилните мултимедийни устройства (ММУ) се развиват и ни предоставят нов начин за взаимодействие с другите и с информацията. Сматрфоните са най-новото поколение мобилни телефони, включващи технологията на мултимодална свързаност към интернет и са първия вид ММУ, на които хората разчитат най-много. Наскоро към тях се присъедини и серия от таблети, които функционират като мултимедийна платформа за достъп до различна онлайн информация включваща новини, търсачки, книги, музика, видео, GPS, актуална информация за времето и др. [15].

4. Използването на мобилните устройства за медицински нужди

ММУ позволяват на потребителите да подържат връзка в движение и предоставят възможност за запълване на времето докато чакат или да убият няколко минути от свободното си време между две дейности, като по време на свободен период от време потребителите могат да използват ММУ за достъп до приложения, игри или сърфиране в интернет [16]. Освен за развлечение мобилните телефони стават все по-важна платформа за предоставянето на здравни интервенции.

През последните години изследователите използват мобилните телефони (МТ), като инструменти за насърчаване на физическа активност и здравословно хранене [19], за непрекъснат контрол на симптоми при астма и сърдечни заболявания, за осигуряване на обучение относно диабет, за изпращане на напомняния на пациенти за предстоящи срещи, за подкрепа при отказване от тютюнопушене, както и за редица други здравословни проблеми [17]. Приложения за МТ позволяват на лекарите да проследяват пациенти с хронична сърдечна недостатъчност и за откриване на ранни признаци на аритмия и исхемия, които могат да показват предстоящ инфаркт. Освен това самите пациенти могат да използват телефонни приложения и устройства за наблюдение и измерване, за да следят физическата си дейност, както и да наблюдават физиологични маркери свързани с техния статус [17].

МТ са много привлекателно средство за предоставяне на здравни интервенции поради [17]: 1) широкото приемане на телефоните с все по-мощни технически възможности, 2) склонността на хората да носят своите телефони с тях навсякъде, 3) привързаността на хората към техните телефони, и 4) функции контекстна осведоменост активирани чрез наблюдение и телефонно базирана лична информация.

Техническите характеристики на МТ и начините, по които те се използват са [17]: текстови съобщения, камери, вградени приложения, автоматизирано наблюдение (сензорни устройства), достъп до интернет. Текстовите съобщения и SMS са най-универсални за телефонно базирани здравни дейности и вероятно

най-достъпен начин за предоставяне на здравни интервенции от всякакъв тип по две причини – 1) позволяват да бъдат доставени без никакви усилия от страна на получателя (напр. изпращания на напомняния, съвети и други образователни съдържания) за поддържане на заинтересоваността му относно здравни цели; 2) тъй като могат да бъдат изпратени и получени от ММУ, осигуряват възможност на потребителя да влезе в свързаните със здравето му дейности и физиологични параметри и да получи обратна връзка въз основа на данни, които е въвел.

Камерите се използват по три основни начина: 1) като алтернативен начин за следенето на свързано със здравето поведение (напр. консумацията на храни); 2) като начин за предоставяне на допълнителна информация (напр. за появата на псориатични лезии); 3) като начини за документиране на обстоятелства от значение за самостоятелното управление на процеси, като напр. контекстуални фактори, които биха могли да влияят на способността на пациентите с диабет за ефективно управление на техните нива на кръвна захар [18].

Всички големи смартфон платформи предоставят на разработчиците програмни интерфейси (ПИ), които могат да бъдат използвани за изграждането на приложения със специални предназначения. ПИ предоставят достъп до интерфейс контрола, хардуерните характеристики на телефона и до други данни и приложения на телефона, което позволява създаването на комплексни и сложни приложения. Изследователите и търговските компании ги използват като средства даващи възможност за изграждането на няколко различни вида здравни приложения [17]: 1) приложения, които дават възможност на потребителите да влизат и да нанасят в таблици данни за хранителния си режим, упражнения, кръвна захар, както и други свързани със здравето поведения и мерки; 2) пациентски терминали за телемониторинг на състояния като хипертония и хронични сърдечни заболявания ; 3) приложения, които получават данни от апарати за кръвно налягане и други устройства; 4) игри които учат на умения свързани със здравето и т.н. Лако и колектив реализират приложение за Повсеместен персонален достъп до здравна информация (Ubiquitous Personal Health Information Access), което може да бъде използвано за обмен на информация между здравни специалисти, пациенти и измервателни уреди [20].

Почти всички съвременни МТ могат да се свързват със сензорни устройства през блутут (bluetooth) или друга форма на лична локална мрежа. По този начин МТ могат да се свързват към цифрови везни, апарати за кръвно налягане, за измерване на глюкозата (кръвната захар), преносими електрокардиограми, педометър, фитнес оборудване и други [17]. МТ свързани с тези устройства могат да действат като приемници на данни и да съхраняват данни за събрани различни здравни интервенции.

Чрез интернет, който е достъпен почти на всякъде за ММУ, данните на потребителите могат да бъдат качени на сървърите на здравните специалистите или да се проведат аудио и видео разговори, което позволява ранно откриване на критични събития.

5. Заключение

Бързият напредък на технологиите води до трансформирането на компютрите под някаква форма в смартфони и таблети. Основните им предимства са, че са преносими и имат достъп до интернет почти навсякъде и по всяко време. Недостатъците им са, че са скъпи, обикновено размера на екрана им е малък и качествените приложения са достъпни за ограничен брой устройства.

В момента тяхното използване в областта на медицината започва да придобива форма. Мобилните здравни приложения имат големи възможности да подобрят здравеопазването и здравното образование на обществото. Възможността за телефонно базирани допитвания относно редица състояния би могло значително да улесни специализираните грижи в райони, където местните здравни ресурси липсват.

В комбинация със СМ дават възможност да се търсят и споделят съвети, подкрепа т.н., като се създават специални СМ за хора с подобни здравни проблеми, цели и притеснения за да им се помогне да се свързват едни с други и да получат информация и съвети свързани със здравословното им състояние, които може да бъдат силно персонализирани в зависимост от културния произход, мястото, на което се намират и здравословното им състояние.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Byoungsoo K., Minnseok C., Ingoo H. (2009), ***User behavior toward mobile data service: The role of perceived fee and prior experience***, in Journal of Expert Systems with Applications 36 (2009), стр. 8528-8536

[2] Karan O., Bayraktar C., Gümüskaya H., Karlik B. (2012), ***Diagnosing diabetes using neural networks on small mobile device***, in Journal of Expert Systems with Applications 39 (2012), стр. 54-60

[3] Pui C. (2013), ***Member use of social networking site – an empirical examination***, in Journal of Decision Support Systems 54 (2013), стр. 1219-1227

[4] Smith, Mahdavi, Carvalho, Fisher, Russell, Tippett (2008), ***Cuberbullying: Its nature and imact in secondary school pupils***, in Journal of Child Psychology and Psychiatry 49, 2008, стр. 376-385

[5] Slonje R., Smith P., Frisen A. (2012), ***The nature of cuberbullying, and strategies for prevention***, in Journal of Computer in Human Behavior 29, 2012, стр. 26-32

[6] Ortega R., Elipe P., Mora-Merchan J. A., Calmaestra J., Vega E. (2009), ***The emotional impact on victims of traditionak bullying and cuberbullying: A study of Spanish adolescebts***, in Journal of Psychology 217, 2009, стр. 197-204

[7] Danah M. Boyd, Nicole Ellison (2008), ***Social Network Sites: Definition, History and Scholarship***, in Journal of Computer-Mediated Communication 13, Michigan State University, 2008, стр. 210-215

[8] Томс Ж. и Георгиева К., ***Инструменти за социални мрежи. Маркетинг в епохата на Web 2.0.***, (София: Ciela, 2011), 14.

[9] Милев М., ***Търсачки и онлайн електронна поща са използваните интернет приложения***, //Noema eBulletin №5, 2012, с. 1.

[10] Ashwini N., Hofmann S. (2011), ***Why do people use Facebook?***, in Journal of Personality and Individual Differences 52, 2011, стр. 243-249

[11] Ванков Н. (2012), ***Потребителите ли променят социалните мрежи или социалните мрежи променят потребителите?***, Международна научна конференция "Маркетинг – реалност и проекции в бъдещето", 2012

[12] Granovetter M. (1973), ***The Strength of Weak Ties***, in Journal of Sociolodgy 6, 1973, стр. 1360-1380

[13] Baek K., Holton A., Harp D., Yaschur C. (2011), ***The link that bind: Uncovering novel motivations for linking on Facebook***, in Journal of Computers in Human Behavior 27, 2011, стр. 2243-2248

[14] Kim J., Lee J. E. (2011), ***The Facebook path to happiness: Efects of the number of Facebook friends and self-presentation on subjective well-being***, in Journal of Cyberpsychology, Behavior and Social Networking 6, 2011, стр. 359-364

[15] Zhong B. (2013), ***From smartphones to iPad: Power users' disposition toward mobile media devices***, in Journal of Computers in Human Behavior 29, 2013, стр. 1742-1748

[16] Wei R. (2008), ***Motivations for using the mobile phone for mass communications and entertainment***, in Journal of Telematics and Informatics 25, 2008, стр. 36-46

[17] Klasnja P., Pratt W. (2012), ***Healthcare in the pocket: Mapping the space of mobile-phone health interventions***, in Journal of Biomedical Informatics 45, 2012, стр. 184-198

[18] Smith B. K., Frost J., Albayrak M., Sudhakar (2007), ***Integrating glucometers and digital photography as experience capture tools to enhance patient understanding and communication of diabetes self-management practices***, in Journal of Personal Ubiquitous Computing 11, 2007, стр. 273-286

[19] Hurling R., Catt M., Boni M., Fairley B., Hurst T., Murray P., Richardson A., Sodhi J. (2008), ***Using Internet and Mobile Phone Technology to Deliver an Automated Physical Activity Program: Randomized Controlled Trial***, in Journal of Methods of Information in Medicine 47, 2008, стр.

[20] Laakko T., Leppaenen J., Laehteenmaeki J., Nummiaho A. (2008), ***Mobile health and wellness application framework***, in Journal of Methods of Information in Medicine 47, 2008, стр. 217-222

Автор: Соня Николова, инж. маг. докторант - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *snikolova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 07.05.2013 **Рецензент** доц. д-р В. Гълъбов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ГЕНЕТИЧНИ АЛГОРИТМИ ЗА НАСТРОЙКА НА ПАРАМЕТРИТЕ НА РАЗМИТИ РЕГУЛАТОРИ

Анелия Георгиева

Резюме: *Размитите регулатори (РР) са нелинейни с обща процедура за синтез без класически математичен модел или с размит модел на обекта. Получаването на размит модел на обекта и настройката на параметрите на РР по експериментални данни се свеждат до решаването на оптимизационни задачи с целеви функции, свързани с постигане съответно на точност на модела на обекта или на устойчивост, робастност при смущения и неопределености в обекта и желани показатели на преходния процес на затворената система. Цел на настоящата разработка е преглед и сравнителен анализ на възможностите на генетичните алгоритми за оптимизация в задачите за размито моделиране и управление.*

Ключови думи: *генетични алгоритми, размито управление, оптимизация, технологични процеси, целева функция*

GENETIC ALGORITHMS FOR TUNING OF THE PARAMETERS OF FUZZY CONTROLLERS

Anelia Georgieva

Abstract: *The fuzzy logic controllers (FLC) are nonlinear with general design procedure that uses either no classic mathematical plant model or is based on fuzzy plant model. The derivation of the fuzzy model and the tuning of the FLC parameters from experimental data can be considered optimization problems with functions, related to ensuring of plant model accuracy or respectively of closed-loop system stability, robustness to disturbances and plant model uncertainties and desired performance. The aim of the paper is an overview and a comparative analysis of the facilities of genetic algorithms for optimization in modeling and control problems.*

Keywords: *genetic algorithms, fuzzy control and modelling, optimization, technological processes, fitness function*

1. Въведение

Съвременните изисквания към качеството на процесите в затворената система на обекти за управление, които са нелинейни, многосвързани, нестационарни, с моделна неопределеност и закъснения, трудно се удовлетворят при използване на класически линеен регулатор [1]. Размитите регулатори (РР) като нелинейни

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

са по-подходящи и успешно се прилагат в инженерната практика, тъй като осигуряват гладко и робастно управление, устойчивост на системата, бързи изчисления за приложения в реално време [2,3,4]. Синтезът на РР се състои в определяне на входно-изходни лингвистични променливи, техните лингвистични стойности, зададени чрез функциите им на принадлежност (ФП), механизмите за импликация, агрегация и акумулация. Параметрите за настройката на размитите регулатори са мащабиращите коефициенти (МК), параметрите на функциите на принадлежност, параметрите на предварителна и допълнителна обработка, броя и вида на правилата и др. Чрез тези параметри за настройка могат да се оптимизират показателите на качество на регулиране на затворената система. Размити модели на нелинейни обекти могат да се изведат на основа на експериментални данни и оптимизационни техники. Те се използват за синтез на някои класове РР. Целевите функции за оптимизация са разнообразни, най-често обединяващи няколко критерия, многомерни, нелинейни и многомодални. Затова е подходящо да се използват безградиентни методи за оптимизация. Генетичните алгоритми са намерили голямо разпространение като стохастични безградиентни методи за сложни целеви функции.
Цел на настоящата разработка е да се направи обзор и анализ на приложенията на генетичните алгоритми (ГА) за настройката на параметрите на размит регулатор и получаване на размити модели на нелинейни обекти.

2. Постановка на задачата за оптимизация с използване на ГА

Задачата за оптимизация при зададен критерий се поставя както при размито моделиране, така и при управление на проектни технологични обекти. Критериите за оптималност (целева функция, критерий за ефективност, функция на качеството) се определят от целта на насочена дейност върху управляемия обект (управление, моделиране, прогнозиране и т.н.) и метода за оптимизация - най-важната предпоставка за решение на оптимизационната задача.
В най-общ вид една оптимизационна задача се дефинира по следния начин. Търси се минимум на целевата функция

$$\min Q(\boldsymbol{x}) = \min Q(x_1, x_2,\ldots,x_n), \tag{1}$$

където $\boldsymbol{x} = (x_1, x_2,\ldots,x_n)^T \in \boldsymbol{\Gamma}_x$ е векторът на параметрите
при наложените ограничения от тип равенство и неравенство съответно

$$\varphi_i (x_1, x_2,\ldots,x_n) = \varphi_{0il}\,, \quad i = 1,2,\ldots,m_1 < n \tag{2}$$

$$\psi_j (x_1, x_2, \ldots,x_n) \geq \psi_{0j}\,, \quad j = 1,2,\ldots,m_2\,. \tag{3}$$

Ограниченията от тип неравенството (3) биват и обратни или двустранни. Целевата функция може да е свързана и с търсене на максимум, но с обръщане знака на функцията от ограниченията и целевата функция, тогава задачата се свежда до търсене на минимум съгласно (1) при ограничения (2), (3), [5].

Табл.1. Сравнителен анализ на градиентни и безградиентни методи

Признаци	Градиентни методи	Безградиентни методи
Сходимост	линейна	нелинейна
Скорост на решаване и итерации	бавно достигане до решение с много итерации	бързо достигане до добро решение с малко итерации
Тип екстремум	често намират „лъжлив” локален екстремум	намиране на глобален екстремум
Ефективност при много настройвани параметри	слаба	добра, бързи изчисления

За решаване на поставената задача са разработени множество методи – градиентни, безградиентни, стохастични и детерминирани. Генетичните алгоритми се причисляват към стохастичните безградиентни методи за решаване на оптимизационни задачи с и без ограничения, основават се на Дарвиновата теория за еволюцията – генетично унаследяване и оцеляване на по-силния индивид, което води до появата на "по-добри" поколения. Тяхната ефектиност като безградиентни алгоритми е сравнена с градиентните методи за оптимизация и представена в табл.1 [6,7].

Примерен генетичен алгоритъм е показан на фиг.1. Това е итеративен процес, при който всяка итерация се нарича генерация и се състои от следните етапи [8]:

1. Задават се входните данни - целева функция, брой параметри, област на изменение на параметрите, условие за край на алгоритъма, вид кодиране, големина на популацията, вероятност за кръстосване и мутация.

2. По случаен начин се генерират N на брой решения на задачата - x_1, x_2...x_N. Всяко едно решение се кодира (най-често двоично) в последователност от битове. Всеки един бит представя един ген. Поредицата от битове (гени) се нарича хромозома. Дължината на хромозомата, т.е. броя на съставящите я гени трябва да е предварително определен. Съвкупността от всички N решения (хромозоми) се нарича популация.

3. Изчислява се целевата функция за всяка една хромозома - $f(x_1)$, $f(x_2)$... $f(x_N)$. Стойността на целевата функция се отъждествява със жизнеспособността на всяка хромозома в популацията.

4. Създава се нова популация, като:

4.1. Прави се селекция - вероятностно се избират двойки хромозоми (родители) за създаване на ново поколение. Вероятността за избор е свързана с тяхната жизнеспособност - по-голяма жизнеспособност дава по-големи шансове съответните родители да бъдат избрани за размножаване.

4.2. Създават се двойки наследници чрез прилагане на генетичния оператор кръстосване - родителските хромозоми разменят част от гените си.

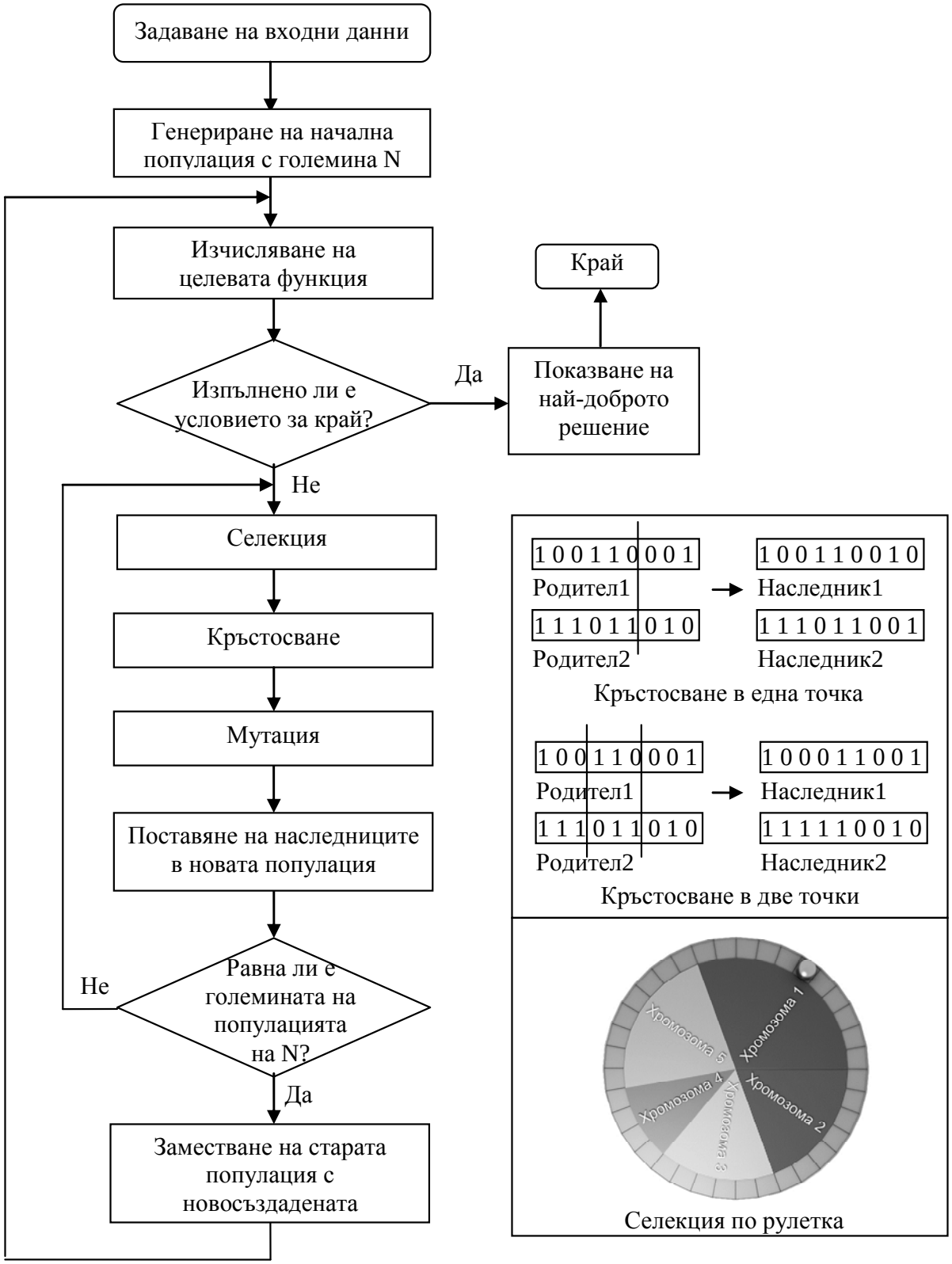
4.3. Симулира се мутация - случайно се променя един ген (бит) от хромозомата на част от наследниците, по вероятност определена в началните условия

4.4. Наследниците заемат място в новата популацията.

5. Стъпка 4 се повтаря докато големината на новата популация се изравни с големината N на началната популация.

6. Замества се началната популация с новосъздадената, като най-добрите от родителските хромозоми се запазват.

7. Преминава се на стъпка 3 и алгоритъма продължава докато не се изпълни условието за край - определен брой генерации, достигане до решение с зададена точност и др.



Фиг.1 Блокова схема на основните етапи на генетичен алгоритъм

3. Използване на генетични алгоритми за размито моделиране на нелинейни обекти

Задачата за моделиране на динамични системи, каквито са обектите за управление, се състои в задаване на структурата на модела и определяне на неговите параметри, така че функцията от грешката между променливите на обекта и модела да се минимизира. При нелинейни обекти с неопределености и смущения намира приложение размитото, невронното и невронно-размитото моделиране в съчетание с генетичните алгоритми [1,9].

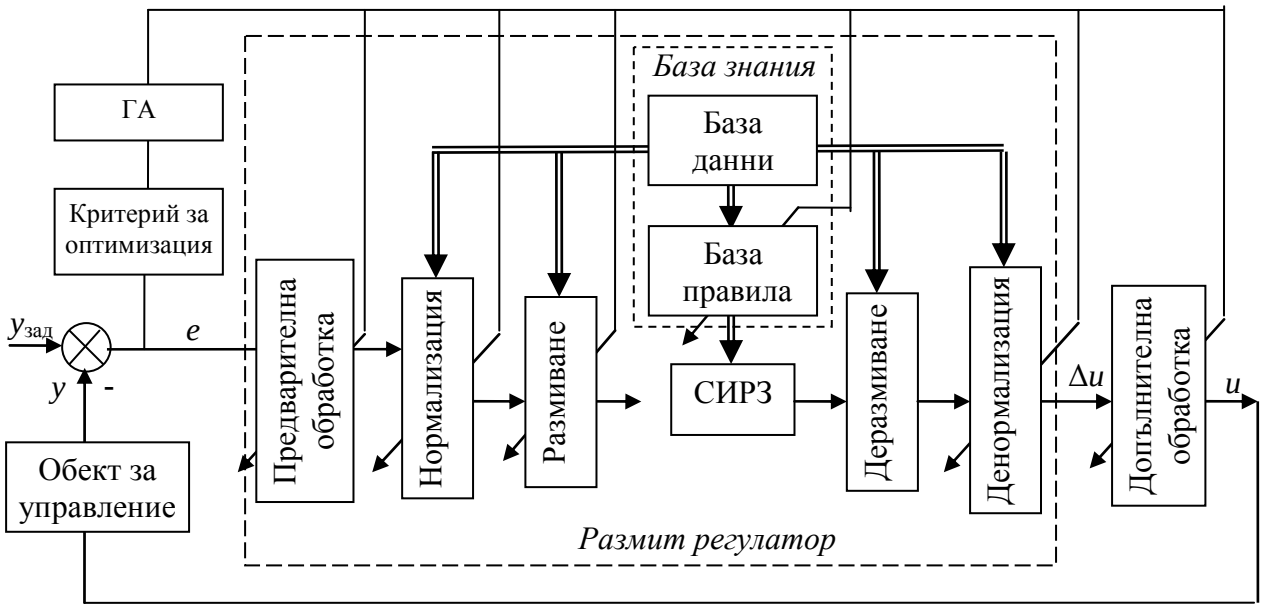
При Мамдани размит модел параметрите за настройка са мащабиращите коефициенти, входните и изходни ФП и базата размити правила. Известно е, че всяка гладко нелинейна динамична система с ограничен брой точки на прекъсване може да се апроксимира с произволна точност с динамичен Такаги-Сугено (T-S) модел [13]. В този случай нелинейният обект се описва чрез няколко линейни модела [14]. T-S моделите се получават или след линеаризация на известен нелинеен модел в няколко работни точки, или в резултат на експерименти и идентификация, което често включва обучение на невронна мрежа, невронно-размита система и използване на оптимизационна процедура. Линейните модели представляват заключенията в размитите правила на Такаги-Сугено модела на обекта [15]. Параметрите за настройка са мащабиращите коефициенти, входните ФП и коефициентите на линейните функции в изводната част [10]. Възможни са и хибридни модели, комбинация от горните два модела [11,12].

4. Настройка на параметрите на размити регулатори чрез генетични алгоритми

Размитото управление е експертна система, работеща в реално време, отчитайки опита на оператора за задаване на правила за реакции от типа IF-THEN, които съдържат лингвистични променливи и техните стойности, определени чрез размити множества [1]. Общата схема на размит регулатор е показана на Фиг.2. Функцията на блока „Размиване” е превръщане на входните измерени стойности във функции на принадлежност към съответните лингвистични стойности. Базата знания включва база данни и база IF-THEN правила. Системата за извеждане на размито заключение (СИРЗ) взема решение въз основа на зададената база размити правила, ФП и измервания на входните величини. Размитото решение се превръща в управляващо въздействие чрез блока „Деразмиване”. Блоковете за предварителна и допълнителна обработка реализират динамичните компоненти на размития регулатор.

Настройката на размит регулатор се свежда до решаване на оптимизационна задача при предварително зададен критерий $J_{\text{т}}$. Използването на критерии, основани само на сигнала на грешката e в системата трудно биха удовлетворили изискванията към точността в установен режим и динамичните показатели на системата – времетраене и пререгулиране. Затова често се комбинират няколко критерия J_{i}, като се прилага тегловният метод и се решава задачата за оптимизация при един критерий:

$$J_T = \sum_i w_i J_i \tag{4}$$



Фиг.2 Обща схема на размит регулатор с настройка от ГА

Тегловните коефициенти w_i в (4) се използват ако има голяма разлика между стойностите на отделните критерии J_i, или в случаите, когато се изисква някой от тях да има по-голяма тежест. Връзката между обобщения критерий J_T и параметрите за настройка на размития регулатор е нелинейна, което определя целесъобразността от прилагане на генетичния алгоритъм за настройката му [7]. Най-често критерият за оптимизация е обобщен, включващ интегрално-квадратичната грешка и някои от динамичните показатели на системата - време за регулиране, пререгулиране, максимално динамично отклонение и др. Често срещан критерий е [7]:

$$J_T = w_1 \frac{\int_0^T e^2(t)dt}{y_з(t)} + w_2.\sigma \tag{5}$$

$$e(t) = y_з(t) - y(t) \tag{6}$$

където e – грешката от управление; $y_з$ – зададена стойност на регулируемата величина; $y(t)$ – измерена стойност на регулируемата величина; σ- пререгулирането, %.

Критериите за енергийна ефективност са минимизиране на енергията, използвана за управление на обекта:

$$U = \sum_i U_i = \int_0^T |u_i(t)|dt \tag{7}$$

където u – енергията, използвана за управление .

Настройката на мащабиращите коефициенти, нормализиращи входа към размитата единица и денормализиращи изходното управляващо въздействие е основна задача при синтеза на РР. Изходният мащабиращ коефициент оказва голямо

влияние върху устойчивостта на системата и колебателността на преходните процеси, а входните МК оказват влияние върху чувствителността на РР към промяна на входните променливи [11]. МК влияят върху разделителната способност на входа и изхода на РР и така изменението им е еквивалентно на промяна на параметрите на ФП и активните правила. За обезпечаване на зададените показатели на качество на системата е необходима едновременна настройка на всички МК - входни и изходни. Поради комплексността на задачата, особено при управлението на многосвързани обекти, често за настройка на МК се използват ГА [19]. За ПИ-подобните РР се настройват входните МК (коефициентите пред грешката от регулиране и нейната производна) и изходния МК. В [17, 18, 19] е показано чрез настройка на МК се подобрява устойчивостта на системата и колебателността на преходните процеси за обекти от енергетиката, промишлеността и екологията.

От своя страна ФП се избират по тип, брой и параметри, така че да се опишат всички стойности на входно/изходните лингвистични променливи. Настройка на параметрите на отделните ФП определя степента им на припокриване и областите на съответните терми. Тя се свежда до многомерна оптимизационна задача. Триъгълните ФП например се описват с три параметъра. За РР с два входа и един изход с по три триъгълни ФП, параметрите за настройка са 9 [20,21]. При повече параметри размерността значително нараства [22,23]. Дори в случаите, когато се използват гаусови ФП, т.е. по два параметъра за настройка [19,24] размерността на задачата е голяма. В този случай градиентните методи за оптимизация са неприложими поради голямата изчислителна сложност. За разлика от тях ГА се справят с размерността на задачата и постигат по-добри резултати [25,26].

При многосвързаните РР броят на правилата нараства експоненциално с нарастване на входните променливи. Голямата база правила може да съдържа рядко използвани правила. Методите за намаляване броя на правилата въвеждат тегловни коефициенти на всяко едно правило, т.е. степен с която то да се активира. Рядко използваните правила може да се премахнат като им се присвои тегловен коефициент 0, т.е. извършава се селекция на правилата [27,28,29]. В [30,31,32] се предлага генетичен подход за селекция на правилата и настройка на тегловните коефициенти на останалите правила. С решаването на оптимизационната задача се постига устойчивост и робастност при смущения и неопределености в обекта. В [24] се използва комбинация от настройваните от ГА параметри, съответно параметрите на ФП, теглата на правилата и МК за робот със 6 степени на свобода. Използва се критерий за средноквадратична грешка, като се установява, че най-малка е грешката и най-добра е настройката на теглата на правилата.

5. Приложение на ГА за настройка на параметрите на РР

Генетичните алгоритми намират най-широко приложение за настройка на мащабиращите коефициенти, функциите на принадлежност и броя правила на размит регулатор, като чрез това се оптимизират показателите на качество на регулиране на затворената система. На табл.2 е показано приложението на ГА в

различни области от промишлеността, екологията, сградната автоматизация и др.

Табл. 2. Приложение на ГА за настройка на параметрите на РР

Типове размито управление	ГА за настройка на РР			Приложение на ГА за настройка на РР
	МК	ФП	Правила	
SISO /single-input single-output/	[19]			
MIMO /multiple-input multiple-output/	[12],[17], [18],[24]	[17],[20], [21],[22], [23],[24], [25],[26], [12],[24], [27],[28],	[29],[31], [32]	Промишленост-енергийни системи, температура на реактор, смесители, стъкларска [19],[20] Екология- пречистване на отпадни води [25] Сградна автоматика и битова техника- системи за отопление, вентилация и климатизация –ОВК [30], [31]
Адаптивно размито управление	[24]	[21], [26]		Управление на роботи, промишлени резервоари, пречистване на отпадни води [21], [24]
Предсказващ размито управление	[17]	[20]	[28]	Свързани промишлени резервоари, слънчеви централи, вятърни турбини, роботи [17]

6. Заключение

Комплексността на задачата за настройка на параметрите на размит регулатор показва, че градиентните методи не са достатъчно ефективни в сравнение с безградиентните, които постигат добри резултати с по-малка изчислителна трудност. В настоящата разработка е направен обзор и анализ на най-често настройваните чрез ГА параметрите на РР със съответното им приложение. Бъдещата цел на автора е да използва генетични алгоритми за извеждане на размити модели на нелинейни обекти и оптимизация на процеса на синтез на размити регулатори чрез едновременна настройка на мащабиращите коефициенти, функциите на принадлежност и броя на правилата.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказва своите благодарности на НИС към ТУ-София за финансиране на проект №132ПД0033-08 „Разработване на интелигентна система за управление и оптимизация на ниво”, във връзка с който е настоящия обзор.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Йорданова С., ***Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси***, КИНГ, София, 2011.
[2] Jantzen J., ***Foundations of Fuzzy Control***, John Wiley & Sons Inc., 2007.
[3] Reznik L., ***Fuzzy Controllers***, Newnes, Melbourne, 1997.
[4] Driankov D., Hellendoorn H., Reinfrank M., ***An Introduction to Fuzzy Control***, Springer, Berlin 1993.
[5] Стоянов С.,***Оптимизация на технологични процеси***, Изд.Техника, С,, 1993.

[6] Holland J.,***Adaptation in Natural and Artificial Systems***,Univ.of Michigan, 1975.
[7] Иванова Д., ***Настройка на ПИД регулатори чрез генетичен алгоритъм в MATLAB и SIMULINK***, Научни трудове на Русенския университет, т.49, 2010.
[8]MATLAB – ***Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox, User's Guide***. Mathworks, Inc., 2004.
[9] Abonyi J., ***Fuzzy model identification for control***, Birkhauser,Boston,USA, 2003.
[10] Yordanova S., T. Tashev, ***Fuzzy Internal Model Control of Nonlinear Plants with Time Delay based on Parallel Distributed Compensation***, WSEAS Transactions On Circuits And Systems, E-ISSN: 2224-266X, Issue 2, Vol. 11, 2012.
[11] Linkens, D. A., H. O. Nyongesa. ***Genetic algorithms for fuzzy control, part 1: Offline system development and application***, Proc. Inst. Elect. Eng-Control Theory Appl., Vol. 142, 1995, pp. 161-176.
[12] Linkens, D. A., H. O. Nyongesa. ***Genetic algorithms for fuzzy control, part 2: Online system development and application***, Proc. Inst. Elect. Eng-Control Theory Appl., Vol. 142, 1995, pp. 177-185.
[13] Tanaka K., H.O. Wang, ***Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach***, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
[14] Liutkevicius R. Dainys S., ***Hybrid Fuzzy Model of Nonlinear Plant***, Information Technology And Control, Vol.34, No1, 2005.
[15] Becerra M.V., R.K.H. Galvao, J. Calado. P. Silva. ***Nonlinear system identification using linear-wavelet models***, Applied Mathematics and Computer Science, 14(2), 2004, pp. 221-232.
[16] Hu, Baogang, G. K. I. Mann, R. G. Gosine. ***New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID Controllers***, IEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.7, № 5, 1999, pp. 521 – 539.
[17] Jahedi G., M.M. Ardehali, ***Genetic algorithm-based fuzzy-PID control methodologies for enhancement of energy efficiency of a dynamic energy system***, Energy Conversion and Management 52, 2011, pp. 725–732.
[18] Deshkar DS, MM Kuber & PP Parakhi, ***Fuzzy Logic Guidance Law with Optimized Membership Functions***, International Journal of Computer Science & Informatics, Vol.I, Issue-II, 2011.
[19] Hassenein O.,Aly A.,Abo-Ismail A., ***Parameter Tuning via Genetic Algorithm of Fuzzy Controller for Fire Tube Boiler***, Intelligent Systems and Application, 2012.
[20] Ravi S., Balakrishnan P., ***Stable Self Tuning Genetic Fuzzy Temperature Controller For Plastic Extrusion System***, International Journal of Reviews in Computing, Vol.5, 2011.
[21] Devendra P. Garg, Manish Kumar, ***Genetic Algorithm Based PD Control And Fuzzy Logic Control Of A Two Link Robot***, Proceedings Of Imece'02 2002 Asme International Mechanical Engineering Congress & Exposition New Orleans, 2002.
[22] Rohmanuddin M., The H., Itoh K., Ohtani T., Ahmad A., Nazaruddin Y., Sitompul J., ***Fuzzy High-level Control of a Nonlinear MIMO Plant in a PID System Environment and Its Parameter Tuning Using Genetic Algorithm***, 4th World CSCC, 2nd World MCP, 2nd World MCME, Athens, Greece, July 9-16, 2000.
[23] Michael A. LEE and Hideyuki TAKAGI, ***Integrating Design Stages of Fuzzy Systems using Genetic Algorithms***, 1993.

[24] Mona Subramaniam A, Manju A And Nigam M J, ***A Study On Parameter Tuning Of Weighted Fuzzy Rulebase Using Genetic Algorithm For Trajectory Control Of PUMA560***, International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), Vol.3, No.9, 2011.
[25] Kumar M., Garg D., ***Intelligent Learning Of Fuzzy Logic Controllers Via Neural Network And Genetic Algorithm***, Denver, Colorado, July 19-21, 2004.
[26] Homayouni1 M.S., S.H. Tang and N. Ismail, ***Modeling And Simulation Of Genetic Supervisory Fuzzy Controllers For Multi-Part-Type Production Line***, International Journal of Engineering and Technology, Vol. 4, No.1, 2007, pp. 114-122
[27] Mark G. Cooper & Jacques J. Vidal, ***Genetic Design of Fuzzy Controllers***, Presented at the Second International Conference on Fuzzy Theory and Technology; Durham, NC, October, 1993.
[28] Belarbi K., F. Titel, W. Bourbia, K. Benmahammed, ***Design of Mamdani fuzzy logic controllers with rule base minimization using genetic algorithm***, Engineering Applications of Artificial Intelligence 18, 2005, pp. 875-880.
[29] Herrera F., M. Lozano and J .L.Verdegay, ***Tuning Fuzzy Logic Controllers by genetic algorithms***, International journal of Approximate Reasoning 1995.
[30] Rafael Alcala, Jorge Casillas, Oscar Cordon, Antonio Gonzalez, Francisco Herrera, ***A genetic rule weighting andselection process for fuzzy control of heating, ventilating and air conditioning systems***, Engineering Applications of Artificial Intelligence 18, 2005, pp. 279–296.
[31] Меразчиев Д., А Георгиева, ***Методи за интелигентно енергоспестяващо управление на параметрите на микроклимата на работната среда***, Сп. Годишник на Технически Университет – София, т.61, кн.1, 2011.
[32] Ishibuchi, H., Takashima, T., ***Effect of rule weight in fuzzy rulebased classification systems***, IEEE Transactions on Fuzzy Systems 3, 2001.
[33] Alander T. Jarmo, ***An idexed bibliography of genetic algorithms with fuzzy systems***, 2012.

Автор: Анелия Митова Георгиева, маг. инж., докторант - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *neli4ka@abv.bg*

Постъпила на 12.05.2013 **Рецензент:** проф. д-р С. Йорданова

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПРЕТЕГЛЕНО МНОГОМОДЕЛНО АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ ЧРЕЗ НАБОР ОТ ДИСКРЕТНИ РЕГУЛАТОРИ ПО ИЗХОДА НА СИСТЕМА

Емил Гарипов

Резюме: *Докладът обобщава използвания от автора подход за управление на процеси с неопределена динамика (вкл. нестационарни и нелинейни) чрез претеглено адаптивно управление от набор дискретни регулатори. Те са проектирани по съответстващ набор от дискретни стационарни модели, които представят с различна степен на точност динамиката на изследваните процеси в един или няколко различни работни режими. Предложен е качествен алгоритъм на претеглящите коефициенти на локалните управления, нечувствителен към резките промени или нулиране на грешките в критерия на супервайзора. Демонстрирани са тестови примери за доброто функциониране на адаптивната система.*

Ключови думи: *обект с неопределена динамика, моделно адаптивно управление, цифрови регулатори, претеглено локално управление*

WEIGHTED MULTIPLE MODEL ADAPTIVE CONTROL BY A BANK OF DISCRETE CONTROLLERS ON SYSTEM OUTPUT

Emil Garipov

Abstract : *This paper generalises the author used approach to control the processes with uncertain dynamics (incl. time-varying and non-linear) with weighted adaptive control by a bank (a set) of discrete controllers designed on the corresponding discrete time-invariant models which present with a different degree of accuracy the studed process behaviour at one or several different work regimes. A suitable algorithm in the system supervisor block that forms the weighted coefficients of the local control signals is suggested. Some test examples are good demos on the right functioning of the adaptive system.*
Keywords: *uncertain plant, model adaptive control, digital controllers, weighted local control*

1. Въведение

Многомоделното адаптивно управление (ММАУ) е нова технология, която е в състояние да използва класически модели на динамиката на обектите и известни методи за проектиране на регулатори за тяхното управление и да постига нови качества в условията на неопределеност поради отсъствие на априорна или

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

апостериорна информация за елементите на системата за управление (СУ) [1]. Характеристики на ММАУ са следните:

♦ *Първо*, непрекъснатото пространство на неизвестната постоянна или изменяща се динамика на обекта, подложена на влиянието на различни смущаващи фактори (товарни смущения, грешки в измерванията), се апроксимира с ***краен брой работни области*** на функциониране. Този подход към обекта е съществено икономичен в сравнение с непрякото адаптивно управление (известно като управление със самонастройващ се регулатор), при което във всеки такт на функциониране на системата се извършва оценяване на динамиката на обекта в условно безкраен брой работни области.

♦ *Второ*, ММАУ ***не изисква текущо оценяване на модел*** на обекта, както е при непрякото адаптивно управление. Изграждането на множество от локални модели, които да съответстват на динамичното поведение на обекта във всяка работна област, се извършва предварително (извън реалното време) и са проблем единствено на идентификацията в отворен или затворен контур.

♦ *Трето*, ММАУ се дефинира като адаптивно управление, а към обекта се подхожда като към нестационарна система, понеже при неговата реализация се ***използват различни комбинации от модели за представяне на сложния обект*** в случаите, когато един единствен точен модел на обекта се оказва непригоден за всички работни режими на системата. Най-често се прилагат следните реализации на многомоделното управление:

(а). Превключващо многомоделно управление. Това е случай, когато работните режими на функциониране на обекта са предварително известни или са съществено различни. Използва се принципът за щафетно реализиране на управляващо въздействие - във всеки момент един от регулаторите се включва в СУ, в зависимост от най-подходящия модел на обекта за съответния режим.

(б). Претеглено многомоделно управление. Това е случай, когато работните режими на функциониране на обекта не са предварително известни, а описанието на обекта се осъществява или чрез комбинации от съществуващи за други известни работни области модели, или чрез смесване на определен брой хипотетични модели от предварително избран набор от модели. Използва се принципът за реализиране на управляващо въздействие, в което участват с различен коефициент на тежест управленията на всеки локален регулатор.

♦ *Четвърто*, ММАУ се изгражда като супервайзорно управление, защото локализацията на работната област за текущо функциониране на обекта представлява специфична задача за разпознаване на отделни или съвместни показатели на това функциониране. Тя се дефинира като проверка или поредица от проверки за установяване на предварително дефинирани условия (близост на модел с обект, грешки в управлението, качество на управлението спрямо еталонен модел на системата, спазване на ограничителни условия за поведението на сигналите и т.н.) и приемане на предварително заложени решения относно поведението на многомоделния регулатор.

В работата се проектира и изследва дискретна система за управление (СУ) на непрекъснат обект с неизвестна динамика и предполагаем набор от N модела в

интервал на функциониране на СУ $T = MT_0$ с такт на дискретизация T_0. Понататък за по-голяма икономичност на изразите ще се избягва включването на такта на дискретизация в индекса на величините. При формиране на управляващо въздействие върху обекта се осъществява едновременното (паралелно) функциониране на N регулатори, настроени според описанието на съответния модел. При превключващо управление един от локалните регулатори се избира да реализира управление в конкретен момент. При претеглено управление всяко локално управление u_j се претегля с коефициент μ_j, за да се изчисли от тях сумарен сигнал върху обекта в текущия момент k чрез израза

$$u(k) = \sum_{j=1}^{N} \mu_j(k/k-1)\, u_j(k), \quad (j = 1,2,...,N), \qquad \sum_{j=1}^{N} \mu_j(k/k-1) = 1. \qquad (1)$$

Очевидно, превключващото управление представлява частен случай на претегленото, когато коефициентът на тежест на работещия регулатор е единица, а тези на останалите са нули, за да бъдат игнорирани.

Изборът на израз за изчисляване на тегловните коефициенти е предмет на този доклад. Изложени са някои авторски и заимствани от литературните източници идеи за формиране на μ_j в раздел 2**,** като акцентът на тяхната приложимост, дадена с числени примери в раздел 3, е поставен в сравнителния анализ на ефекта им върху функционирането на ММАС.

2. Теоретична постановка на задачата

2.1. Предварителен етап за подготовка на ММАС

До голяма степен това е вече рутинна последователност от операции, които предхождат функционирането в реално време на ММАС.

Стъпка 1. Да се уточни броят N на моделите. Тази задача се решава в намиране на баланс на следните съображения: *първо*, големите отклонения от номиналното динамично поведение на обекта в процеса на управление изискват относително по-голям брой съществено различаващи се модели, *и второ*, близки по динамика модели влошават функционирането на многомоделната система за управление. Все още в литературата няма рецепти за броя на моделите.

Стъпка 2. Да се определи описанието на всеки модел след предварителна идентификация на управлявания обект. Желателната близост между динамиките на модел и обект е основно изискване за проектиране на коректни регулатори на базата на оценен модел. В противен случай остава търсената или не надежда за всеки изследовател за робастност (нечувствителност към неточния модел на обекта) на синтезирания регулатор или за допълнителния положителен ефект в управлението от наличието на обратната връзка в СУ. Подходите за идентификация зависят от много фактори, но най-важните са следните:

♦ <u>Фактор 1</u>: *Идентификацията се извършва в отворен контур на управление*. Ако обектът подлежи на автономно изследване, изборът на метод на идентификация ще зависи от желания вид на описанието на модела, по който ще се проектира съответен регулатор. Ще може да се проведе дори многократно активен експеримент с обекта с желан изпитателен сигнал, ако трябва да се филтрира

влиянието на шума в данните. В този случай подходящи са непараметричните модели под формата на преходни функции, подлежащи на предварително или последващо обработване (изглаждане, филтриране). Апроксимацията им с параметрични модели във вид на предавателни функции от нисък ред (първи или втори) с чисто закъснение са особено подходящи за проектиране на непрекъснати ПИД регулатори. Използването на преходни функции като еталонни характеристики позволява чрез средствата на оптимизацията да се оценяват параметрични модели с произволни структури (ред, чисто закъснение). Ако изпитателният сигнал има стохастичен характер, тогава, освен прилагане на уравнението на Винер-Хопф при оценяване на тегловната функция на обекта, се препоръчва оценяване на дискретни предавателни функции (регресионни модели) на динамиката на обекта чрез линеен подход на стандартни и модифицирани методи на НМК или нелинеен подход на метода на предсказаната грешка.

♦ Фактор 2. *Идентификацията се извършва в затворен контур на управление*. Изследването на динамиката на обекта в затворен контур ограничава избора на типа на изпитателния сигнал, всъщност той представлява едновременно изход на регулатора и входен сигнал за обекта. Качеството на оценките става зависимо от степента на неговата възбудимост, а тя често е определена от характера на заданието и от процеса на грешката в системата, т.е. от входния сигнал на регулатора. Идентификацията е по-добра при променлив характер на входа на обекта. Но ако тази добра възбудимост на входния сигнал се дължи на товарни смущения или шум в измерванията, ефектът върху точността на модела може да е силно отрицателен, ако не се прилагат специфични методи за идентификация на обекта в затворен контур. Чрез тях се компенсира изместеността на оценките, за да стане приложим полученият модел на обекта.

♦ Фактор 3. *Идентификацията се извършва за нестационарен обект*. В този случай единствено се препоръчва провеждане на рекурсивно оценяване на параметри на дискретни регресионни модели с произтичащите проблеми от действието на Факторите 1 и 2. Естествено, скоростта на изменение на динамиката на обекта трябва да бъде поне с порядък по-бавна от скоростта на изменение на сигналите на входа и изхода на обекта. В областите на временно стабилизиране на всички оценки се извършва избор на множество от модели, които са подходящи за проектиране на дискретни регулатори. ММАУ се опитва да преодолее възникналата поради нестационарност неопределеност в описанието, за да атакува най-тежкото изискване за качествен синтез на регулатор – необходимостта от точен модел на динамиката на обекта.

Стъпка 3. Да се проектират N дискретни регулатора от конкретен тип. Оценените непрекъснати модели на динамиката на непрекъснатия обект са във вид на непрекъснати преходни функции (непараметрични модели) или непрекъснати предавателни функции (параметрични модели). В този вид те са удобни за синтезиране на аналогови ПИД регулатори. Когато регулаторите в ММАС са дискретни, те изискват дискретни модели на обекта, получавани по два начина: косвено (чрез дискретизация на N-те непрекъснати модела след избор на подходящ такт на дискретизация T_0) или пряко (чрез оценяване на регресионни модели).

Ако това са дискретни ПИД регулатори, техният вторичен вид се извежда след дискретизация на непрекъснатия първообраз на ПИД.

Стъпка 4. Уточнява се профилът на заданието в системата $r(k)$, $k = 0,1,...,M$, $r(0) = 0$, за целия времеви интервал на функциониране на ММАС.

Стъпка 5. Дефинират се началните условия на сигнали и параметри в ММАС: $y(0) = 0$ и $u(0) = 0$, както и $\mu_j(0) = 1/N$, $j = 1,2,...,N$.

2.2. Предварителен етап за избор на условия за формиране на тегловни коефициенти в ММАС

Логично е всеки тегловен коефициент μ_j, $j = 1,2,...,N$ да отразява близостта на изхода y на реалната система за управление с изхода $\hat{y}_j$ на моделираната със съответния модел система за управление, т.е. най-голям тегловен коефициент да има локалното управление на регулатор с настройки по модела, чиято динамика е най-близо до тази на обекта. В този случай изчислената грешка $\hat{e}_j$ от тяхното несъответствие $\hat{e}_j(k) = \{y(k) - \hat{y}_j(k)\}/r(k)$ ще бъде най-малка в квадратичния показател J_j

$$J_j(k) = \hat{e}_j^2(k). \tag{2}$$

Един недостатък на израза (2) се дължи на факта, че показателят J_j се изчислява за текущите грешки в конкретния момент от времето и притежава способността да се променят внезапно за кратко време под действие на резки промени в заданието или скокообразни изменения в динамиката на обекта или в смущаващите сигнали. Тази особена чувствителност се наблюдава и при нулиране на грешката след отработване на заданието. В резултат на тези фактори се предизвиква ненужно преразпределение на локалните управление между регулаторите. Едно възможно решение, обсъждано в литературата, е бързите изменения да се успокоят, като показателят J_j се филтрира. Този подход се различава от неуспешните опити на автора да филтрира съществено стойностите на изчислените след това на базата на J_j тегловни коефициенти. В настоящия доклад е предложен ограничен пълзящ филтър, при който

$$J_j(k) = F(q^{-1})\hat{e}_j^2(k), \qquad F(q^{-1}) = 1 + \lambda^1 q^{-1} + ... + \lambda^M q^{-M} \quad , \ \lambda \le 1. \tag{3}$$

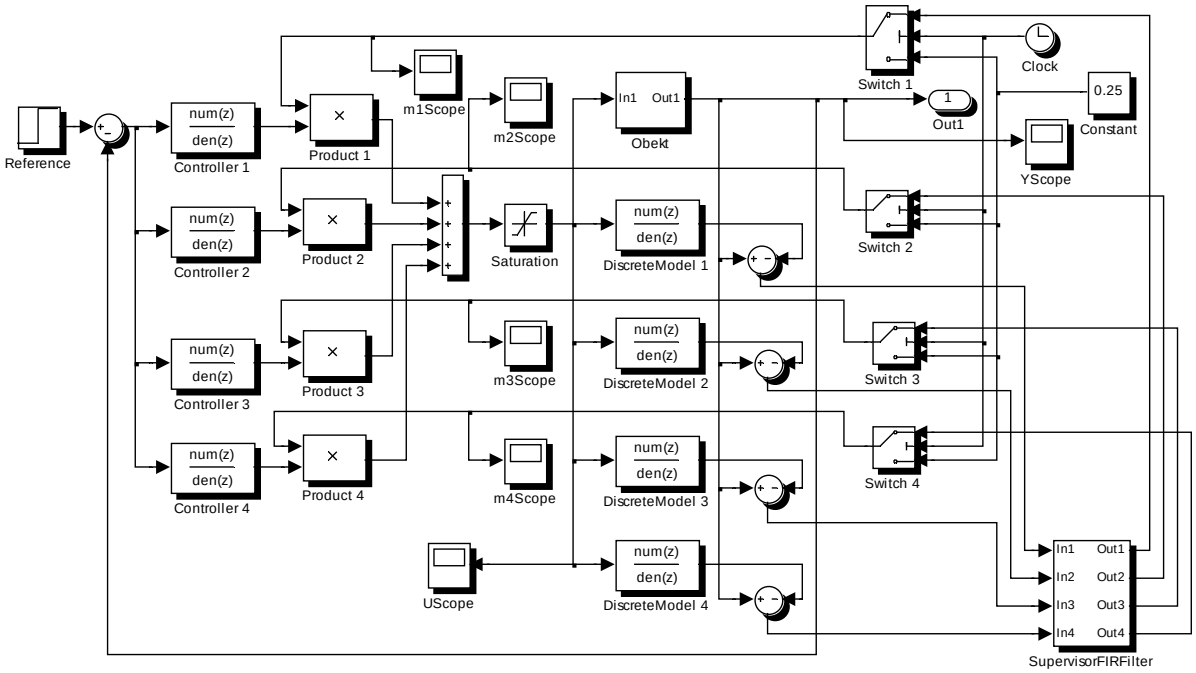
Препоръчва се $M >> 1$. Тогава тегловни коефициенти се подготвят за използване в следващия такт на управление в съответствие с израза [1]

$$\mu_j(k+1/k) = J_j^{-1}(k)\left[\sum_{j=1}^{N} J_j^{-1}(k)\right]^{-1}, \ \sum_{j=1}^{N} \mu_j(k+1/k) = 1 \ . \tag{4}$$

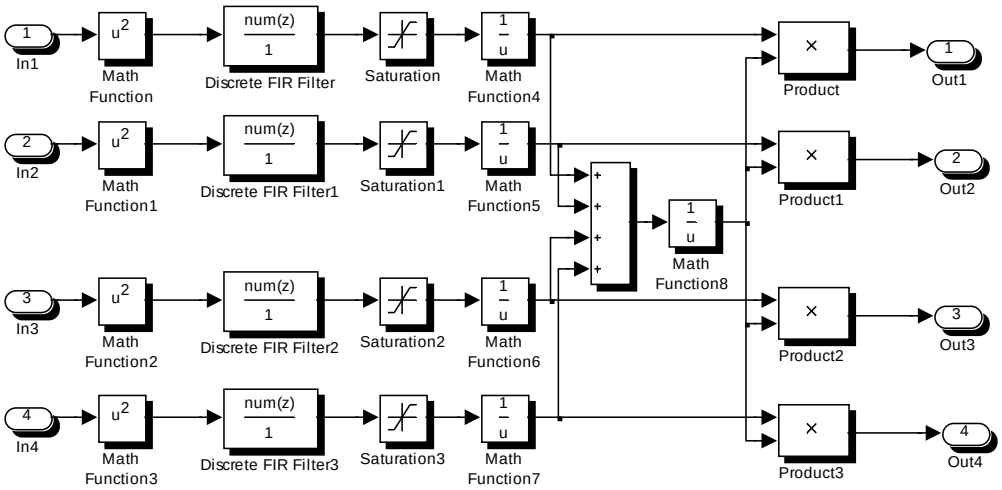
2.3. Примерна SIMULINK схема за реализиране на ММАС

Качествата на ММАУ ще бъдат изследвани чрез симулиране на система за управление на обект с конкретна неизвестна динамика. Приема се, че броят на използваните модели е 4. На фиг.1 е дадена SIMULINK схема с 4 модела (регула-

тора). Блокът “Supervisor” за изчисляване на тегловните коефициенти (4) може да се реализира чрез подсистемата от фиг.2.



Фигура 1. Схема на ММАУ



Фигура 2. Подсистема “Supervisor”

3. Експериментални резултати

Нека обектът е зададен със стационарното описание:

$$W(s) = \frac{(2s+1)}{(10s+1)(7s+1)} e^{-4s} \quad . \tag{5}$$

Ще бъдат разиграни няколко варианта на съдържание на набора (банката) от 4-те модела и на различни задания на системата. Няма да се налага да се извършва идентификация, а ще се тества качеството на сигналите в ММАС, както и поведението на блока за изчисляване на тегловните коефициенти. Техните начални стойности се дефинират с $\mu_j(0) = 0.25$.

3.1. Един от моделите точно възпроизвежда динамиката на обекта

В разглеждания случай следва, че многомоделното управление трябва да се изроди в едномоделно в целия интервал на експеримента. Следователно отбелязваме предварителното очакване, че общото управление върху обекта ще се формира от управлението само на един от локалните регулатори. Неговият тегловен коефициент трябва да бъде 1, а на останалите – 0. Предполагаемите модели на обекта са дадени в табл. 1.

Таблица 1. Допустими (предполагаеми) модели на обекта

$W_{m,1}(s)=\dfrac{(2s+1)}{(10s+1)(7s+1)(3s+1)}e^{-4s}$	$W_{m,2}(s)=\dfrac{(2s+1)}{(7s+1)(3s+1)}e^{-4s}$
$W_{m,3}(s)=\dfrac{(2s+1)}{(10s+1)(3s+1)}e^{-4s}$	$W_{m,4}(s)=\dfrac{(2s+1)}{(10s+1)(7s+1)}e^{-4s}$

Нека локалните регулатори в ММАС да са дискретни, а методиката за тяхното проектиране да изисква базовите модели на динамиката на непрекъснатия обект да се получат в дискретен вид. Извършена е дискретизация на N-те непрекъснати модела от табл.1 с подходящ такт на дискретизация $T_0=4c$. В табл.2 са дадени съответствията на моделите от табл. 1.

Таблица 2. Дискретизирани модели на обекта

$W_{m,1}(z)=\dfrac{(0.0652z^2+0.0479z-0.0075)}{(z^3-1.4986z^2+0.7041z-0.0998)}z^{-1}$	$W_{m,2}(z)=\dfrac{(0.36z-0.03946)}{(z^2-0.8283z+0.14886)}z^{-1}$
$W_{m,3}(z)=\dfrac{(0.27158z-0.0288)}{(z^2-0.9339z+0.1767)}z^{-1}$	$W_{m,4}(z)=\dfrac{(0.15368z-0.0102)}{(z^2-1.235z+0.3785)}z^{-1}$

За всеки дискретен модел на обекта от табл.2 се проектира съответен дискретен регулатор на Далин (табл.3) с настройваем коефициент $T=8c$, без да се внася допълнително закъснение в системата на управление. Това означава, че е поставено условие желаната затворена система за управление да отработва скокообразното изменение на заданието като апериодично звено с времеконстанта T и закъснение, съответстващо на закъснението на обекта $\tau=4$ с в интервал от 40-50 с.

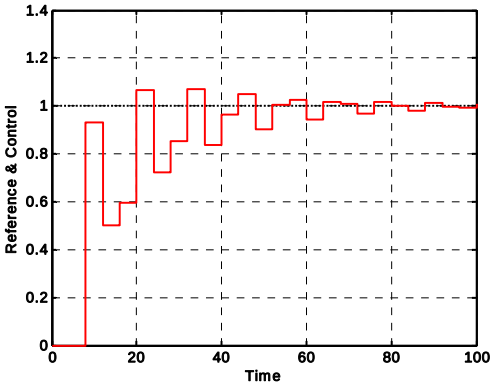
Таблица 3. Дискретни регулатори на Далин

$W_{c,1}(z)=\dfrac{(6.03z^4-9.0368z^3+4.2457z^2-0.6017z)}{(z^4-0.128z^3-0.954z^2-0.2193z+0.0453)}$	$W_{c,2}(z)=\dfrac{(1.093z^3-0.9053z^2+0.1627z)}{(z^3-0.716z^2-0.327z+0.0431)}$
$W_{c,3}(z)=\dfrac{(1.4488z^3-1.353z^2+0.1256z)}{(z^3-0.713z^2-0.329z+0.0418)}$	$W_{c,4}(z)=\dfrac{(2.56z^3-3.16z^2+0.969z)}{(z^3-0.673z^2-0.353z+0.026)}$

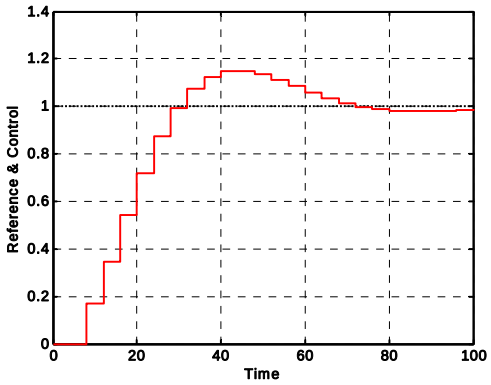
Експеримент 1. ***Едномоделна неадаптивна система за управление***

Идеята на този експеримент е да съпостави поведението на едномоделна СУ на обекта за $r=1$ при настройки на регулаторите от табл. 3 за различни модели (1,

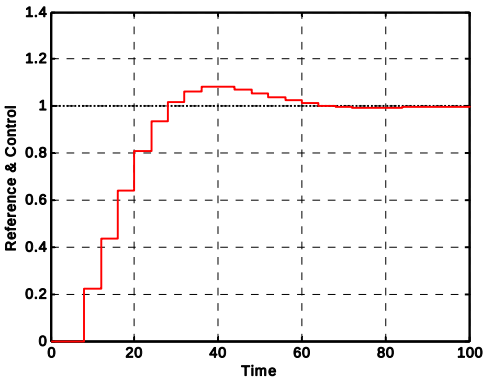
2 и 3 са неверни, 4 - верен) на обекта от табл. 1 и 2. Резултатите са показани на фиг.3 и подлежат на сравнение с последващите резултатите за ММАС.



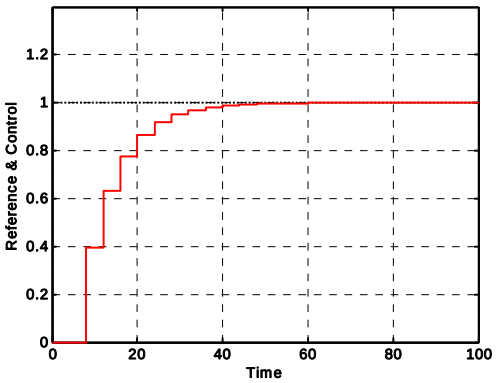
а. Управление с неточен модел 1



б. Управление с неточен модел 2



в. Управление с неточен модел 3



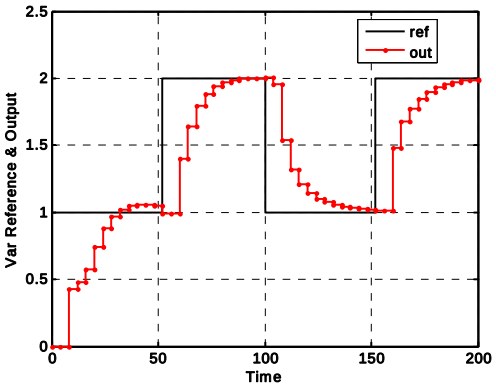
г. Управление с точен модел 4

Фигура 3. Резултати от симулацията на едномоделна система за управление

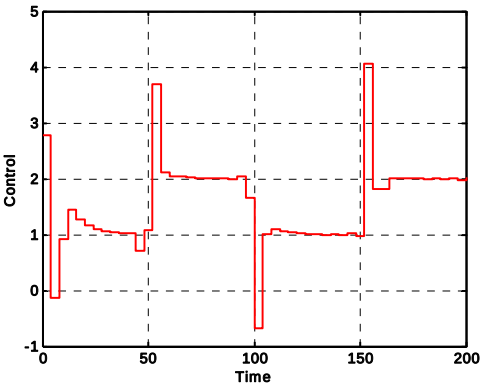
Експеримент 2. ***ММАС с (не)филтриран квадратичен критерий (2/3)***

Избран е филтър с дължина $M = 10$ (вж. формула (3)), който не влияе върху качеството на управление, но прави супервайзорния блок нечувствителен към нулирането на грешката в системата, т.е., без често изменение на теглата, както е при критерий по формула (2).

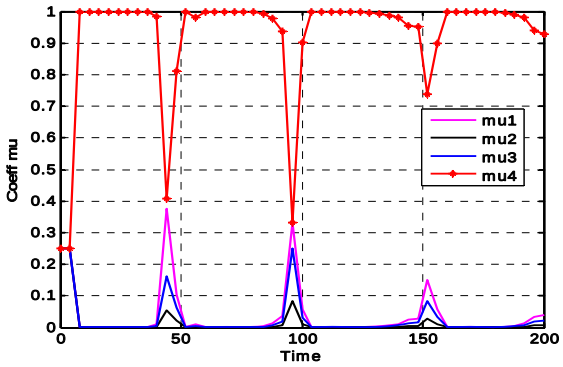
Резултатите от симулирането на ММАС са дадени на фиг. 4.



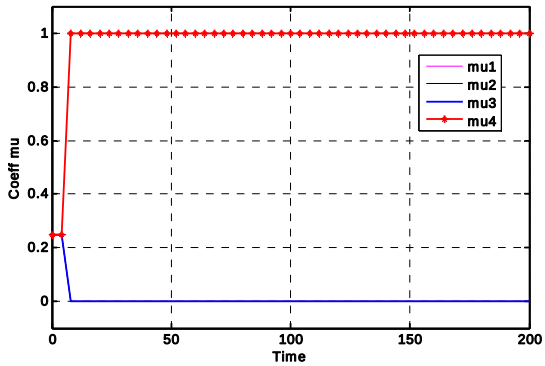
а. Променливо задание и изход на СУ



б. Управляващ сигнал



в. Нефилтрирани тегловни коефициенти (формула 2)



г. Филтрирани тегловни коефициенти (формула 3)

Фигура 4. Резултати от симулацията на ММАС с променливо задание

Графиките са основание да бъдат направени следните изводи:

- ММАС се справя с отсъствието на информация за конкретния вид на модела, по който се извършва настройване на регулатора, като избира регулатор 4 с тегловен коефициент на управление, равен на 1.
- Поведението на ММАР отговаря на очакваното до момента на отработване на заданието в интервал от 45с. След това настъпват условия от работа на супервайзора по формула (2) и поради чувствителност към относително много малка грешка в СУ) отделните регулатори започват да си конкурират (естествено, с периодичен превес на регулатор 4) със стремеж за възстановяване на балансираното действие на всички регулатори към еднакви тегловни коефициенти (0.25).

3.2. Нито един от моделите не възпроизвежда динамиката на обекта (5)

Нека четвъртият допустим (предполагаем) модел на обекта се различава напълно от неговата динамика и има непрекъсната и дискретна предавателна функция, съответно

$$W_{m,4}(s) = \frac{1.5}{(7s+1)} e^{-4s} \quad \text{и} \quad W_{m,4}(z) = \frac{(0.15368z - 0.0102)}{(z^2 - 1.235z + 0.3785)} z^{-1}.$$

Проектираният четвърти дискретен регулатор на Далин се дава с описанието

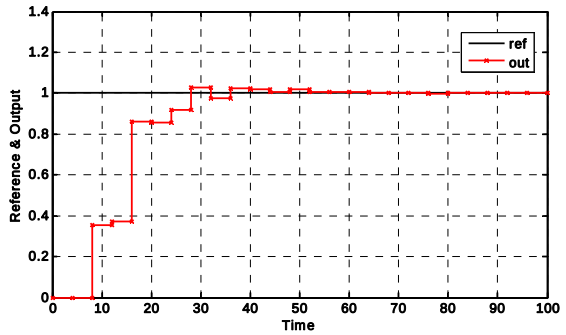
$$W_{c,4}(z) = \frac{(2.56z^3 - 3.16z^2 + 0.969z)}{(z^3 - 0.673z^2 - 0.353z + 0.026)}.$$

При така формулираното условие на изследвания случай, не би следвало управлението само на един от регулаторите да формира общото управление върху обекта. Очаква се всички тегловни коефициенти да бъдат по-малки от 1.

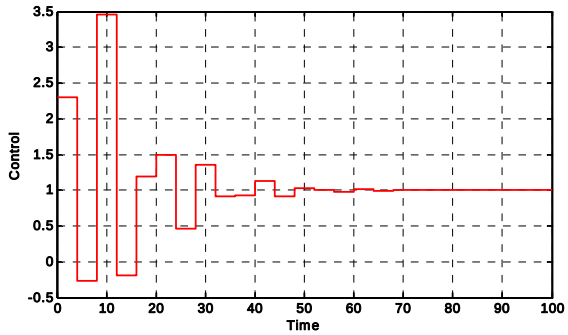
Експеримент 3. ***ММАС с неточни модели***

Резултатите от симулирането на ММАС са дадени на фиг.5.
Реализирано е компромисно управление на базата на четири неточно проектирани регулатора с известен акцент върху локални управления

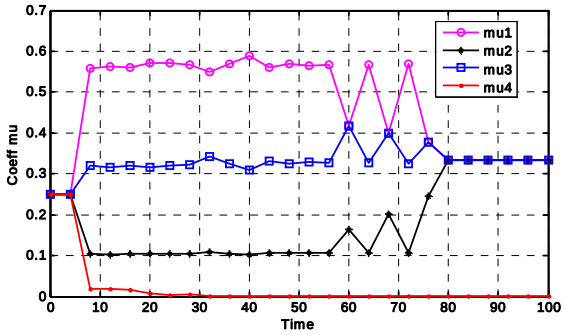
1(< 60%) и 3 (> 30%).



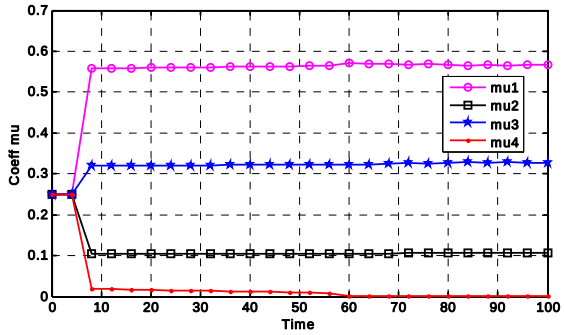
а. Единично задание и изход на СУ



б. Управляващ сигнал



в. Нефилтрирани тегловни коефициенти



г. Филтрирани тегловни коефициенти

Фигура 5. Резултати от симулацията на ММАС с постоянно задание

4. Заключение

В статията е тестван усъвършенстван алгоритъм за реализиране на тегловни коефициенти на локалните регулатори в ММАС. Чрез предварително изглаждане на квадратичния критерий на грешката от несъответствието на реалния изход на обекта със симулираните в реално време изходите на моделите, с които се представя динамиката на обекта, се постига определена нечувствителност на изчислителния алгоритъм на претеглящите коефициенти към нулирането на грешката в критерия. Разглежданата тематика има интересно развитие, ако се приложи подход за превключване между регулаторите, така че само един от тях да формира глобално управлението върху обекта, в случай, че неговият тегловен коефициент е най-голям в конкретния момент от време. Предстои да се приложи и дадената в литературата идея за нулиране на определен брой тегловни коефициенти със стойности под определен праг и преразпределяне на тежестите между останалите локални регулатори.

Изследванията са извършени в съответствие с научния проект 112ПД056-8, финансиран от МОН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Garipov, E. and T. Stoilkov. Multiple Model Approach for Time-Variant Plant Control, *In Proc. 7th Int. Conf. on Challenges in Higher Education and Research in the 21st Sentury*, 2009, Sozopol, Bulgaria, pp. 118-124

Автор: Емил Михайлов Гарипов, проф. д-р - „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *emgar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 08.05.2013 **Рецензент** доц. д-р Ц. Славов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МОДЕЛИРАНЕ И УПРАВЛЕНИЕ НА ПРОЦЕСИТЕ В ЦИМЕНТОВА ПЕЩ

Димитър Юруков, Теофана Пулева

Резюме: *В статията се представя разработеният модел на технологичните процеси в циментова пещ, който е получен чрез идентификационна процедура на реални данни от производствения процес. Изследвани са три критерия за оценяване на най-добрия модел: информационен критерий на Акайке, критерият на Рисанен и методът на максималното правдоподобие. Използван е MISO подход за идентификация при определяне на MIMO модел на процесите. Изследвани и сравнени са различни идентификационни модели, използващи ARX, ARMAX и BJ модели. Извършена е верификация на получените от модела резултати с данните в режим на нормална технологична работа. Синтезиран е многомерен астатичен LQR регулатор в пространство на състоянията за управление на температурата и концентрацията на кислород в пещта.*

Ключови думи: *циментова пещ, суха технология на производство, моделиране, MISO идентификация*

CEMENT DRY ROTARY KILN PROCESSES MODELING AND CONTROL

Dimitar Yurukov, Teofana Puleva

Abstract: *In this paper a model of technological processes in an industrial dry rotary cement kiln is developed, based on an identification procedure using real process data. Three criteria for estimating the best model are used - Akaike's Information Criterion, Rissanen's Minimum Description Length criterion and maximum likelihood method. A multiple input – single output (MISO) approach for identification procedure is used in order to obtain a multiple input – multiple output (MIMO) process structure. Different identification models are investigated and compared based on ARX, ARMAX and BJ models. A verification of a rotary cement kiln process model is accomplished based on the collected raw experimental data during normal plant operation. A multivariable LQR controller augmented with integral state for temperature and oxygen concentration control is designed.*

Keywords: *rotary cement kiln, dry process technology, modeling, MISO identification*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Introduction

Studies and papers concentrate on different aspects of the problems in controlling the process of clinker formation. In [1] the highly nonlinear disturbed process in a wet method kiln is presented. To understand the behavior and provide an improved computer control the author develops a dynamic partial differential model of the kiln. Also an improved model of coal and oil flame, taking into account the surrounding temperatures, is developed. As a result he achieves a dynamic response which matches the qualitative behavior of an actual kiln. Quantitative confirmation has not been accomplished due to lack of adequate sensors. This study is fundamental for many of the subsequent researches done by other authors. A contemporary model predictive control of a rotary cement kiln in [2] gives a modern approach in controlling a clinker incinerator. A first principles model of a cement kiln is used to control and optimize the burning of clinker in the cement production process. The model considers heat transfer between a gas and a feed state via convection and radiation. It also contains effects such as chemical reactions, feed transport, energy losses and energy input. A model predictive controller is used to stabilize the temperature profile along the rotary kiln, guarantee good combustion conditions and maximize production. Moving horizon estimation is used for online estimation of selected model parameters and unmeasured states. In [3] a statistical method for identification of kiln dynamical model is proposed. A correlation and auto-correlation analysis are used to create the kiln dynamic model. By analyzing the plant dynamics the author derives a four input-four output system, an idea borrowed in this work. Based on the plant model a control system is developed, which optimizes the overall operation of a wet method clinker kiln. Another interesting control scheme is proposed in [4]. A *Q*-learning-based supervisory control approach for burning zone temperature is proposed, in which the signals of human intervention are regarded as the reinforcement learning signals, so that the set point of burning zone temperature can be duly adjusted to adapt the fluctuations of the boundary conditions. There is a fuzzy logic based abnormal condition detection principle presented in [5]. After selecting proper inputs and output, a model is identified for the plant normal conditions. A novel approach is used in order to estimate the delays of the input channels of the kiln before the identification part. By the model of kiln normal operation, the incident of abnormalities in output are detected based on the length of duration and magnitude of difference between the real output and model output. An essential plant model investigation is presented in [6]. An ARMA model for a clinker kiln is identified from real process data, using the maximum likelihood method. Selected model inputs are Kiln Exhaust Fan Speed, presenting the energy flow into the kiln, and Raw Material Feed. Model outputs are selected to be preheater tower top temperature and kiln main drive power. Very important parameter is the free lime concentration in clinker (CaOF) which is used in the second step of the process control. The model obtained is used in creating an algorithm for quality control of production. It is a minimum variance controller with control signals variance constraints. The resulting algorithm is implemented in a clinker kiln process, together with a target adaptive controller for automatic adjustment of the clinker quality setpoint (CaOF saturation) in order to achieve an energy efficient process control.

2. Technological process description

Cement production is one of the most important branches in industry. Significant part of the operating plants use obsolete technologies. They produce small amount of cement clinker and its derivatives, consume a lot of energy and have negative environmental impact. A step towards lower energy consumption is changing the so called "*wet method*" with a newer one, called "*dry method*" [10]. These plants consume less electrical and fuel energy per ton production. Actual data in this paper is taken from a modern dry type of kiln, operating in Kolomna, Russia.

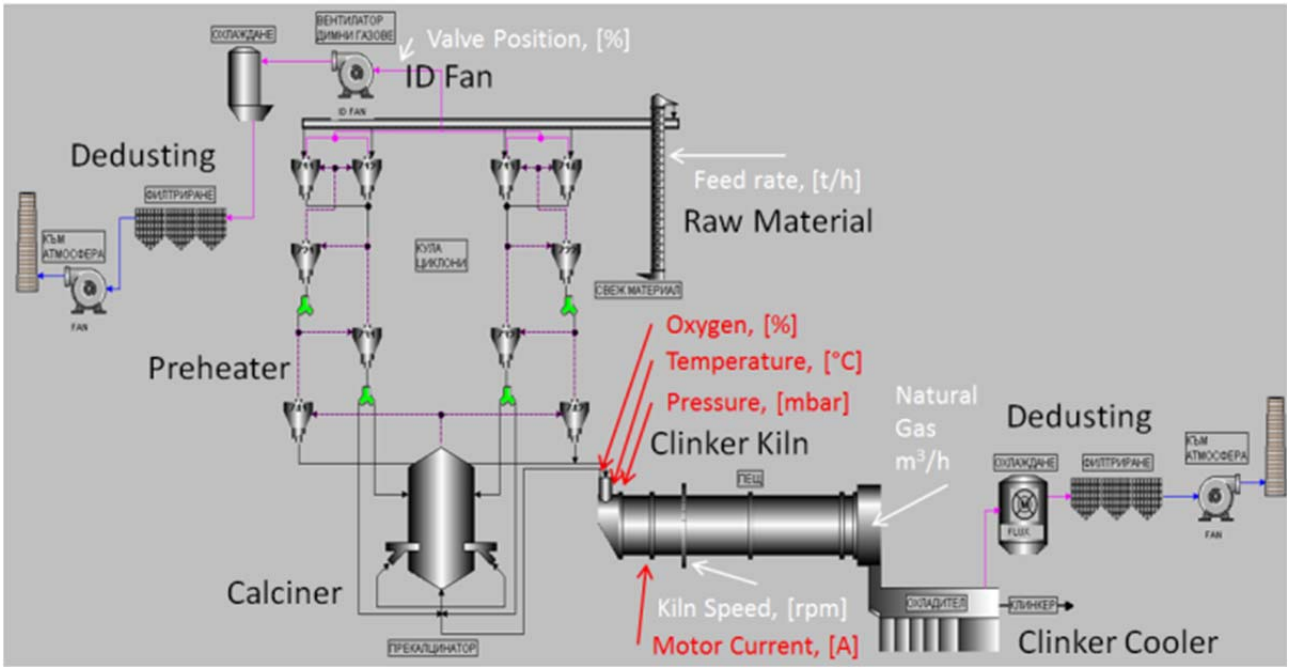


Figure 1. Technological Scheme of Dry Kiln

The clinker kiln

Fig.1 gives the technological scheme of a real clinker kiln line. It consists of raw material transport, four-stage preheater tower with cyclones and calciner, rotational kiln and clinker cooler. The calciner at the bottom of the preheater increases the kiln efficiency by delivering heat for the endothermic processes. Chemical reactions can be separated in several thermal zones [7]: *heating zone* (from 600°C to 800°C); *calcining zone*, between 800-1000°C; *transition and burning (sinter) zone* - 1200-1400°C; *cooling zone* from1400°C to 1100°C and less (Fig.2).

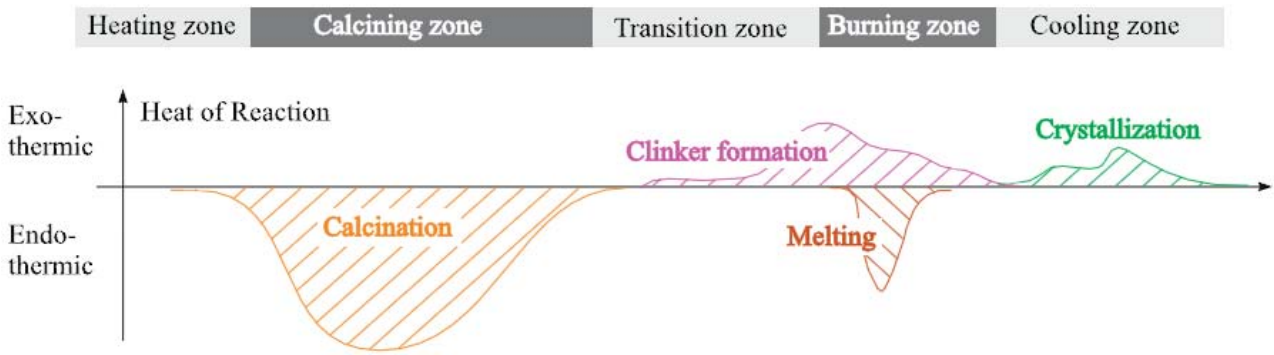


Figure 2. Temperature and qualitative profile of the heat of reaction

3. Process model identification

Inputs and outputs for identification are selected, based on the cement production technological processes control and the studies examined. The model has two inputs – *valve position* [%] (input 1) and *main burner fuel rate* $[m^3/h]$ (input 2). The outputs are *kiln inlet temperature* $[°C]$(output 1) and *oxygen concentration* at kiln inlet [%] (output 2). Experimental data are processed in order to decrease the measurement noise level. Different filtering procedures are applied: moving average technique and two types of regression procedures. In Fig.3 the original data is compared to the processed data. Data filtering is necessary because of the nature of measurements – kiln inlet pyrometer is an IR sensor that is unreliable due to the dusty environment.

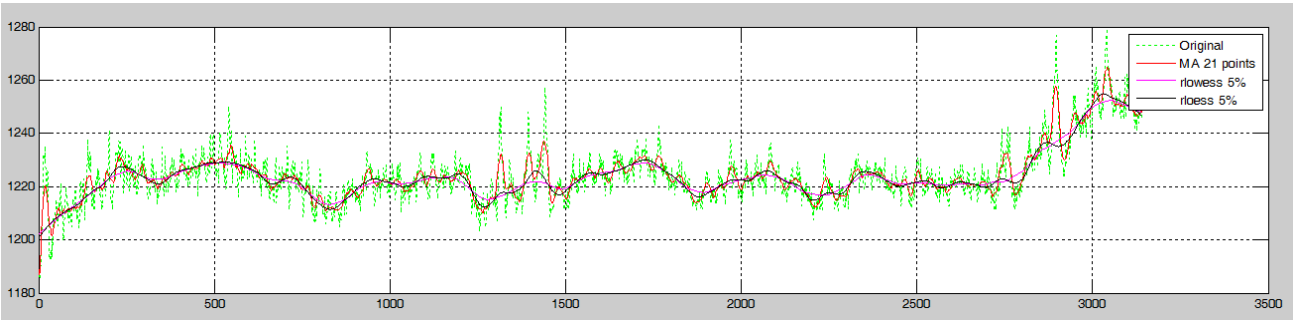


Figure 3. – Processing of raw data

MISO models are computed and model order is obtained in Matlab using different criteria - maximum likelihood method, Akaike's Information Criterion and Rissanen's Minimum Description Length criterion. These models vary in orders from 3rd to 10th. Experiments show that this set of model orders gives most satisfactory estimation results – lower order models can't comprise object dynamics and higher order models don't give any remarkable improvement. Identification of the dynamic system is done using linear stochastic models ARX, ARMAX and BJ [8]**.**

- Autoregressive model with external input – ARX

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{1}{A(q^{-1})}e(k) \tag{1}$$

- Autoregressive-moving-average-model – ARMAX

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(k)\,. \tag{2}$$

- Box-Jenkins model – BJ

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}e(k)\,. \tag{3}$$

In Fig. 4 and Fig. 5 some results from the identification procedure are presented. They show the comparison of centered and normalized experimental data and the corresponding results of the identification model. Best fit models are shown here.

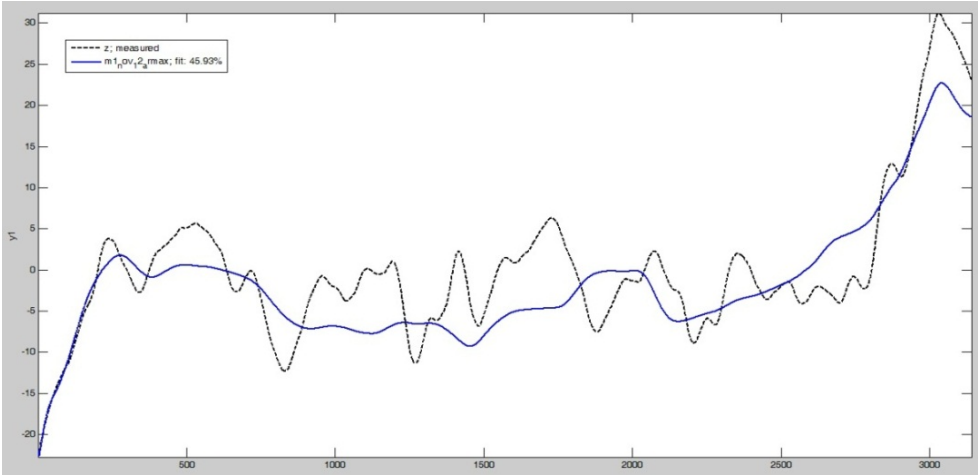


Figure 4. Comparison between measured output (temperature) and ARMAX model output

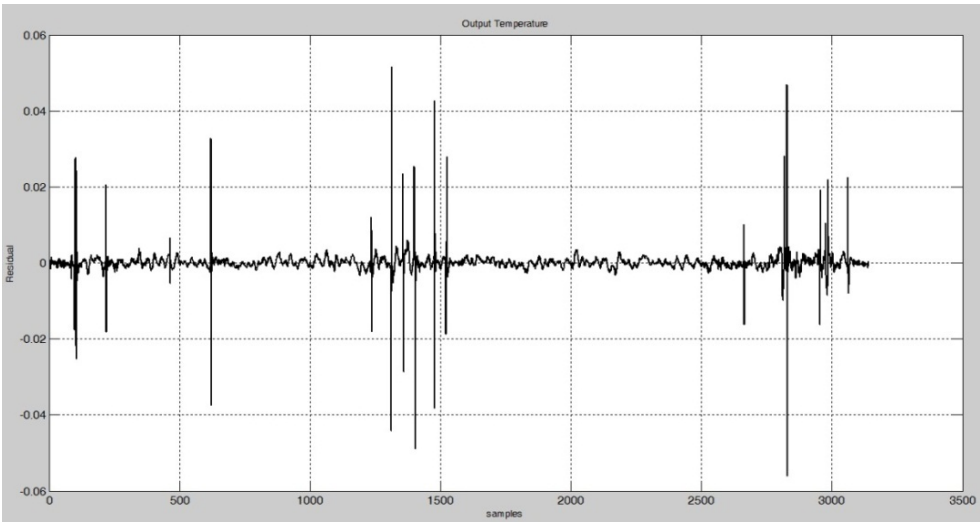


Figure 5. Residual error between temperature model and real data

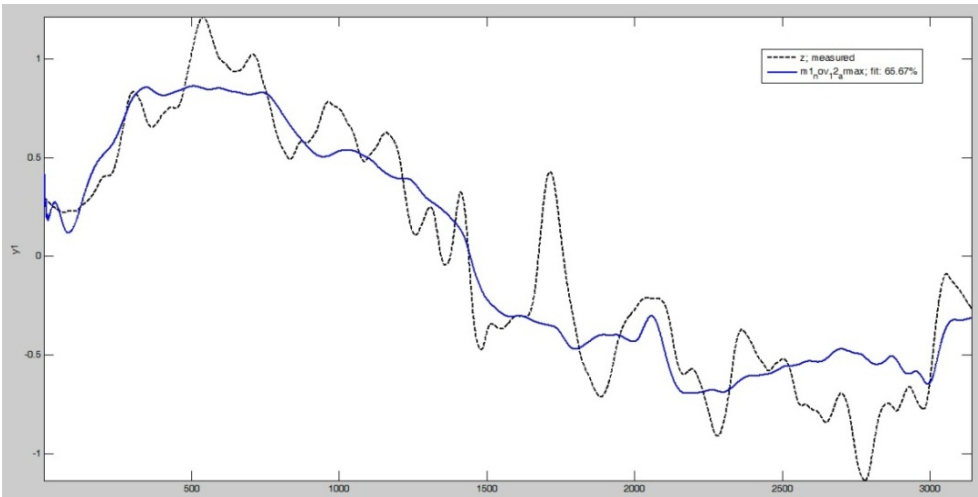


Figure 6. Comparison between measured output (oxygen concentration) and AR-MAX model output

Fig.5 and Fig.7 show the discrepancy between plant data and model outputs. Residuals show that there a slight difference between real and estimated model structures and accounts noise level of measurements.

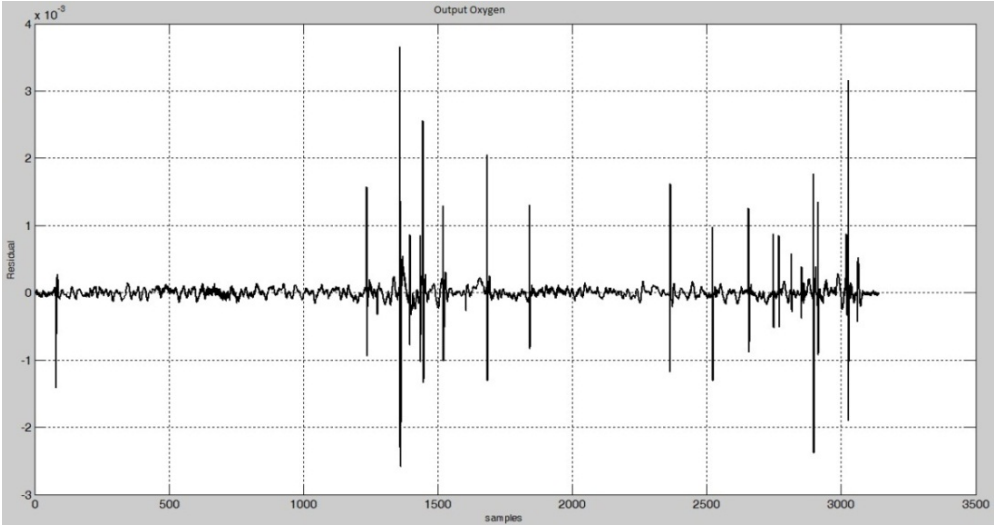


Figure 7. Residual error between oxygen model and real data

Table 1 shows model parameters and the fit when different model structure is used. The one closest to the universal regression model is BJ. Results show that this structure not always gives best results. ARMAX structure fits best for present data which shows that perturbations need to be modeled as a moving-average process.

Table 1 – Model estimations and fits

Inputs - Valve position and gas flow to kiln main burner					
Output 1- Kiln inlet temperature					
	Orders				
	na	nb1	nb2	nk1	nk2
mdl	10	3	9	3	0
AIC	10	3	9	3	0
def	10	3	9	3	0
Model	FIT				
ARX	44,51%				
ARMAX	45,93%				
BJ	40,82%				

Inputs - Valve position and gas flow to kiln main burner					
Output 2- Oxygen concentration					
	Orders				
	na	nb1	nb2	nk1	nk2
mdl	10	4	4	2	1
AIC	10	4	4	2	1
def	10	4	4	2	1
Model	FIT				
ARX	64,61%				
ARMAX	65,67%				
BJ	64,66%				

As mentioned above model structure parameters are defined using three criteria for selecting model orders and three derivatives from the universal linear stochastic model. For these real data criteria give the same results for best model orders, as seen in table 1. Considering the results given above and selecting the best fitting models the ARMAX structure has been selected. The results of comparing models with real data (fit percentage is used as credibility check) are shown in Tabl. 1.

Kiln inlet temperature model with respect to the input 1 (valve position) and input 2 (gas flow to kiln main burner).

$$A(q) = 1 - 1.117q^{-1} - 1.274q^{-2} + 1.587q^{-3} - 0.1511q^{-4} - 0.7254q^{-5} + 1.156q^{-6} + 0.4583q^{-7} - 0.94q^{-8} - 0.439q^{-9} + 0.4452q^{-10}$$

$$B1(q) = 0.003441q^{-3} - 0.01017q^{-4} + 0.01198q^{-5} \quad (4)$$

$B2(q) = 1.006e\text{-}005 + 7.854e\text{-}006q^{-1} + 4.789e\text{-}006q^{-2} - 1.301e\text{-}005q^{-3} - 1.845e\text{-}005q^{-4} - 1.318e\text{-}005q^{-5} - 1.292e\text{-}005q^{-6} + 1.888e\text{-}005q^{-7} + 1.902e\text{-}005q^{-8}$

$C(q) = 1 + 0.934q^{-1} - 0.2719q^{-2} + 0.08504q^{-3} + 0.03126q^{-4} - 0.724q^{-5} - 0.2716q^{-6} + 0.4323q^{-7} + 0.3109q^{-8} - 0.0254q^{-9} + 0.01822q^{-10}$

Oxygen concentration model with respect to the input 1 (valve position) and input 2 (gas flow to kiln main burner)

$A(q) = 1 - 1.608q^{-1} - 0.2565q^{-2} + 0.5342q^{-3} + 0.8285q^{-4} - 0.6229\,q^{-5} + 0.6328q^{-6} - 0.07106q^{-7} - 0.8026q^{-8} + 0.2228\,q^{-9} + 0.1432q^{-10}$

$B1(q) = -0.002454q^{-2} - 0.0006532q^{-3} + 0.003606\,q^{-4} - 0.0004213q^{-5}$ (5)

$B2(q) = -7.263e\text{-}007q^{-1} - 7.458e\text{-}008q^{-2} + 5.466e\text{-}007q^{-3} + 2.313e\text{-}007q^{-4}$

$C(q) = 1 + 0.05362q^{-1} - 0.2538q^{-2} - 0.4192q^{-3} + 0.04526q^{-4} - 0.3758q^{-5} + 0.2237q^{-6} + 0.3735q^{-7} - 0.07022q^{-8} - 0.03443q^{-9} - 0.07824q^{-10}$

Having these models the MIMO model is obtained as a matrix transfer function:

$$W_{MIMO} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{B_{11}}{A_1} & \dfrac{B_{12}}{A_1} \\ \dfrac{B_{21}}{A_2} & \dfrac{B_{22}}{A_2} \end{bmatrix} \tag{6}$$

A state-space model is derived based on this transfer function. Next Fig.8 to Fig.11 show the dynamics of each channel.

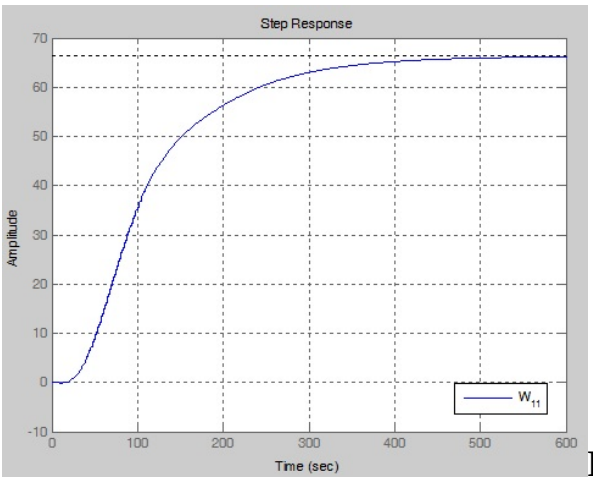


Figure 8. Step response of W_{11}

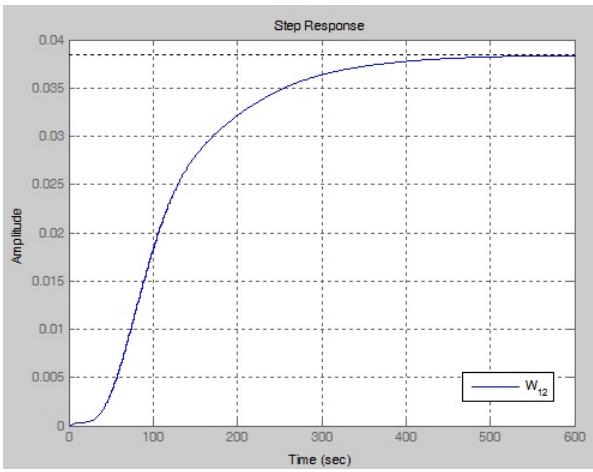


Figure 9. Step response of W_{12}

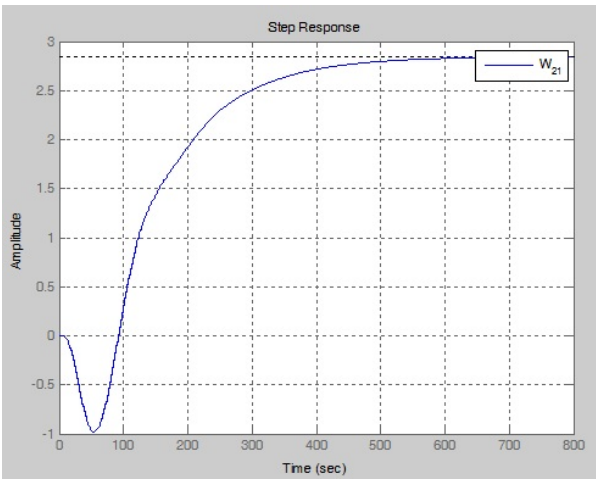


Figure 10. Step response of W_{21}

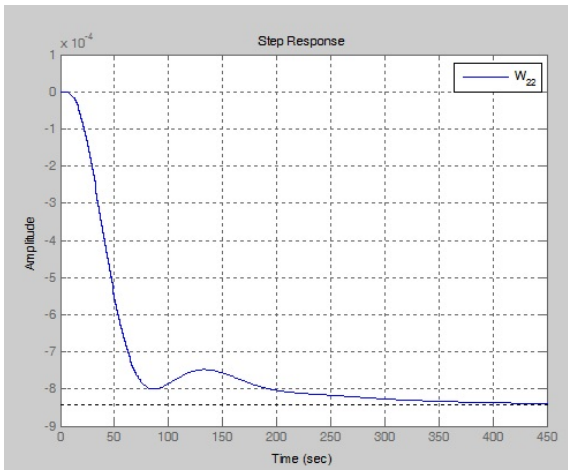


Figure 11. Step response of W_{22}

4. State Space Controller design

A state space PI controller for temperature and oxygen concentration is designed. In Fig.12 the structure scheme of the proposed control system is shown. The augmented system description with extra integral states is [9]

$$\begin{aligned} \bar{x}(k+1) &= \bar{F}\bar{x}(k) + \bar{G}u(k) + \bar{\Gamma}r(k) \\ y(k) &= \bar{C}\bar{x}(k) + \bar{D}u(k) \end{aligned}, \tag{7}$$

where $\bar{x} = [x^T \quad x_i^T]^T$ is the state vector. The matrices from (7) have the form

$$\bar{F} = \begin{pmatrix} F_{(20,20)} & -O_{(20,2)} \\ T_0 C_{(2,20)} & I_{(2)} \end{pmatrix}, \ \bar{G} = \begin{pmatrix} G_{(20,2)} \\ O_{(2,2)} \end{pmatrix}, \ \bar{\Gamma} = \begin{pmatrix} G_{(20,2)} \\ O_{(2,2)} \end{pmatrix},$$

$$\bar{C} = \begin{pmatrix} C & O_{(2,2)} \end{pmatrix}, \ \bar{D} = O_{(2,2)},$$

where I and O are the identity and zeros matrices respectively. The control signal is given by

$$u(k) = -\bar{K}\,\bar{x}(k) \tag{8}$$

where the state feedback gain matrix is

$$\bar{K} = [K \quad -K_i], \tag{9}$$

K_i is the integral term gain, K is the proportional term.

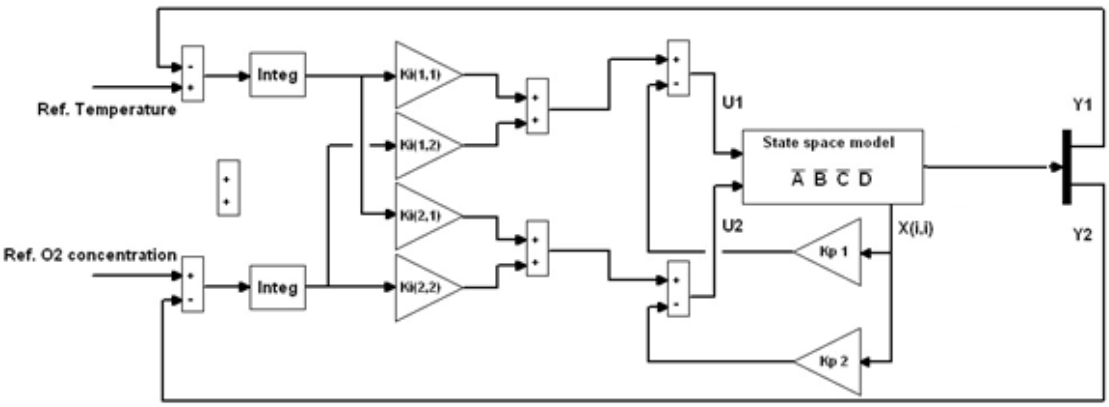


Figure 12. Closed-loop control system

To obtain the PI state space controller parameters the LQR design technique is used. The matrices Q and R are:

$$Q = 0.1 * I(22), \tag{10}$$

$$R = \begin{bmatrix} 1e8 & 0 \\ 0 & 2e2 \end{bmatrix}. \tag{11}$$

The controller matrices obtained by *Matlab* function *dlqr* are

$$K = \begin{bmatrix} K_{p_1} \\ K_{p_2} \end{bmatrix},$$

$$K_{p_1} = [0.062\ 0.124\ 0.125\ 0.125\ 0.125\ 0.125\ 0.126\ 0.126\ 0.126\ 0.063\ 0.024\ 0.049\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.098\ 0.0495] \tag{12}$$

$K_{p_2} = [19.198\ 38.464\ 38.532\ 38.598\ 38.664\ 38.729\ 38.794\ 38.8576\ 38.920\ 19.491\ -38.954\ -77.913\ -155.835\ -155.844\ -155.852\ -155.861\ -155.869\ -155.878\ -155.886\ -77.947]$ (13)

and

$$K_i = \begin{bmatrix} -1e-4 & 0 \\ -1.95e-2 & 3.42e-2 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Desired temperature and oxygen concentration set points are 1125°C and 8% respectively. Figure 13 shows the control signals and the outputs.

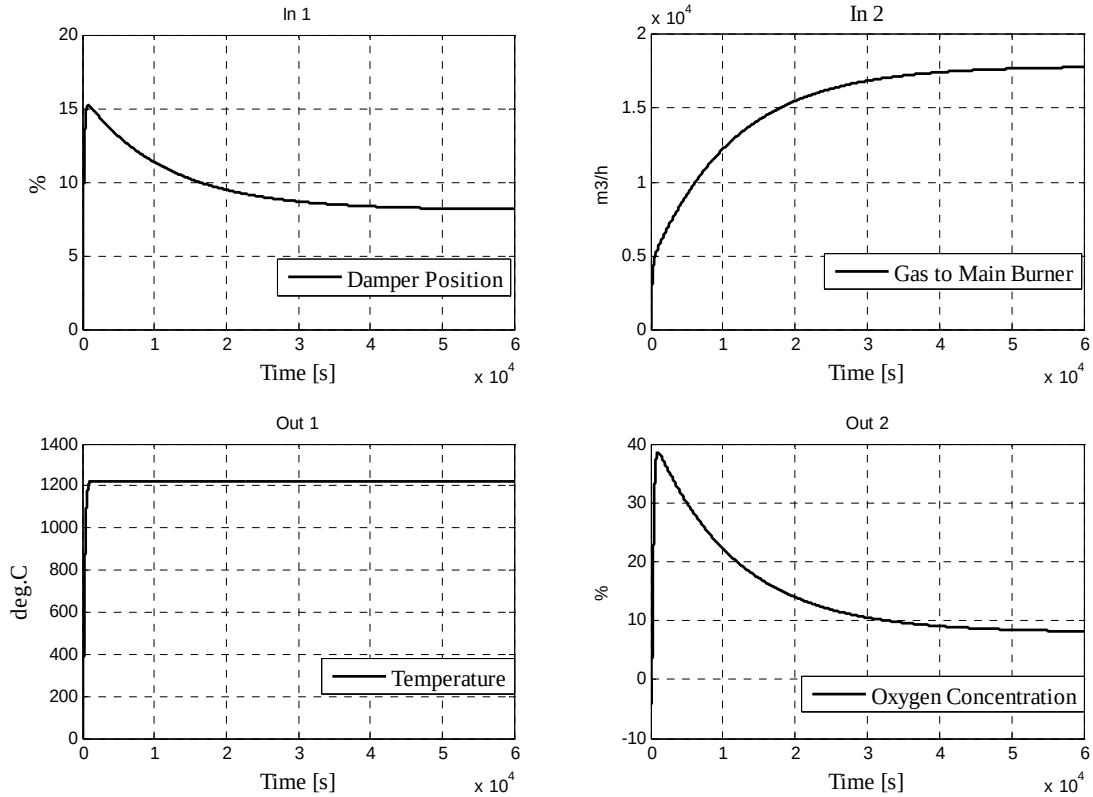


Figure 13. Closed-loop system control signals and output values

5. Conclusion

Results in Fig.13 show that the model is correct and gives satisfactory presentation of the physical processes. Settling time is appropriate taking into account the fact that real system is manually prepared for operational mode. Oxygen concentration is also plausible but decreasing time needs to be much shorter. Actual kiln has complex dynamics and two inputs - two outputs model cannot comprise all aspects of clinker kiln modeling. As seen in Fig. 13 there is significant control signal overshoot. This can be explained with the low order of the model and insufficient control signals. For example even after reaching temperature set point, gas flow continues to grow, trying to lower oxygen concentration. This is comparable to the real kiln – the more fuel injected the less oxygen in the tube. Future investigations will be focused on developing a more complex MIMO model with estimated parameters. Another effort will also be concentrated on controllers that will minimize the fuel consumption while achieving the desired production rate of quality clinker will be presented, i.e. the controllers

should be able to minimize the variations in the clinker quality in order to keep the free lime content within the specified limits. Furthermore the variations in the exhaust gas temperature should be minimized in order to guarantee stable kiln operation, hence optimize the clinker production.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the Ministry of Education and Science Fund of Bulgaria for the support of the Research Project DDVU 02/80.

REFERENCES

[1] Spang, H. A., ***A Dynamic Model of a Cement Kiln***, Automatica, Vol. 8, pp. 309-323, Pergamon Press, 1972.

[2] Stadler, K.S., et al. ***Model Predictive Control of a Rotary Cement Kiln***, Control Engineering Practice (2010), doi:10.1016/j.conengprac.2010.08.004.

[3] Prohalo, Vasiliy Aleksanrovich, ***Automatization of clinker burning processes based on statistical identification of dynamical parameters,*** Technical University Belogorod, 2012, (in Russian)

[4] Xiaojie Zhou, Heng Yue, Tianyou Chai, and Binhao Fang in their ***Supervisory Control for Rotary Kiln Temperature Based on Reinforcement Learning***.

[5] Makaremi, I., Fatehi, ***Abnormal condition detection in a cement rotary kiln with system identification methods***, Journal of Process Control 19 (2009), pp. 1538-1545

[6] Westerlund, Tapio, ***A Digital Quality Control System for an Industrial Dry Process Rotary Cement Kiln***, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-26, No. 4, August 1981.

[7] Witsel, A.C., ***New Dynamic Model of a Rotary Cement Kiln***, Control Department, Faculte Polytechnique de Mons, Mons, Belgium

[8] Garipov, E., ***System Identification***, TU-Sofia, 2004

[9] Ogata, K. (1994). ***Designing Linear Control Systems with Matlab***, Prentice Hall Int., Inc.

[10] http://www.holcim.com/

Автори: Димитър Юруков, маг. инж., докторант - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *dimitar.yurukov@gmail.com ;* Теофана Пулева, доц. д-р - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2013 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ДИСКРЕТЕН МОДАЛЕН РЕГУЛАТОР НА СКОРОСТТА И МОЩНОСТТА НА ВЕТРОГЕНЕРАТОР

Огняна Огнянова, Теофана Пулева, Елена Хараланова

Резюме: *В доклада се разглежда задачата за синтез на дискретен модален регулатор с предсказващи свойства при регулиране на скоростта, респ. мощността на вятърна турбина при условието за извличане на максимална мощност от вятъра. При проектиране на модален регулатор за еталонна система се използва филтър на Винер (дискретен вариант) с отчитане на статистическите свойства на вятъра и на амплитудните ограничения върху управляващото въздействие (ъгъл на наклона на витлата на вятърната турбина). Функционалните ограничение (неминимална фаза или чисто закъснение) се компенсират при синтеза на модалния регулатор. Дадени са резултати от симулационни изследвания с нелинеен модел на турбината.*

Ключови думи: *Вятърна турбина- модел на вятъра и турбината, дискретен филтър на Винер с амплитудни ограничения, модален регулатор.*

DISCRETE MODAL SYNTHESIS FOR SPEED AND POWER CONTROL IN WIND TURBINE

Ognyana Ognyanova, Teofana Puleva, Elena Haralanova

Abstract *- This paper aims to present discrete modal predictive control for speed control of wind turbine. In syntheses is used Wiener filtering theory. Has been considered statistical property of the wind and restriction in magnitude of control signal.*

Keywords *– control wind turbine system, Wiener filtering, variable speed control.*

1. Въведение

Вятърните генератори са тези източници, при които стохастичният характер на скоростта на вятъра определя и променливия характер на отдаваната от тях мощност към електроенергийната система (ЕЕС). При този променлив характер е особено важно да се извлича максималната енергия от вятъра (при наличие на разрешение за такъв режим от общосистемния регулатор) или работа на частична мощност според заданието на общосистемния регулатор. Това означава, че системата за управление на вятърната тубина (ВтЕЦ) трябва да отработва променливо задание по мощност или по скорост [1]. Стохастичният характер на скоростта на вятъра (полезният сигнал) и на натоварването на турбината е основание за приложение на теорията на Винер [3] ,[5] за оптимална филтрация и

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

прогнозиране при управление на вятърна турбина. При въпроса за реализация на оптималната система често се прилага процедурата за избор на коригиращо звено с компенсационен метод, което има редица недостатъци и може да доведе до неустойчивост. Синтезът на модален регулатор е една друга възможност за реализация на оптималната система.

2. Постановка на задачата

Квадратичната стойност на обобщената грешка с която се оценява точността на проектираната система при синтеза на филтър на Винер се се изчисляваа с израза:

$$D_\varepsilon = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W_0(j\omega)-W(j\omega)\right|^2 S_s(\omega)d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|W(j\omega)\right|^2 S_n(\omega)d\omega \qquad (1)$$

където:

-$S_s(\omega)$ и $S_n(\omega)$ са съответно спектралните плътности на *s*- полезния сигнал (скоростта на вятъра) и на *n*-сигнал на шума. С $W_0(p)$ се означава предавателната функция на еталонното преобразуване на полезното входно въздействие, а с $W(p)$ - предавателната функция на реалната система. Ако предавателната функция на еталонното преобразуване е $W_0(p)=e^{p\tau}$, това означава екстраполация (предсказване) на полезния сигнал за временен интервал τ.

Оптималната физически реализуема система, за която квадратичната стойност на обобщената грешка (1) има минимум, се изчислява с израза (2) [2]:

$$W_{on}(j\omega) = \frac{1}{\varphi(j\omega))K(j\omega)}\left[\frac{S_{y_0x}(j\omega)}{\varphi(-j\omega)K(-j\omega)}\right]_+ \qquad (2)$$

където:

-$\varphi(j\omega)$ и $\varphi(-j\omega)$ се получават след факторизация на сумата от спектралните плътности на полезния и шумов сигнали, т.е.

$$S_s(\omega)+S_n(\omega)=\varphi(j\omega)\varphi(-j\omega) \qquad (3)$$

-$K(j\omega)$ отчита амплитудните ограничения към управляващото въздействие.

$S_{y_0x}(j\omega)$ -взаимната спектрална плътност се определя със съотношението:

$$S_{y_0x}(j\omega) = e^{j\omega\tau}S_s(\omega). \qquad (4)$$

Частта $\left[\frac{S_{y_0x}(j\omega)}{\varphi(-j\omega)K(-j\omega)}\right]_+$ се получава чрез сепарация на израза в средните скоби на физически реализуема част и физически нереализуема (неустойчива) част.

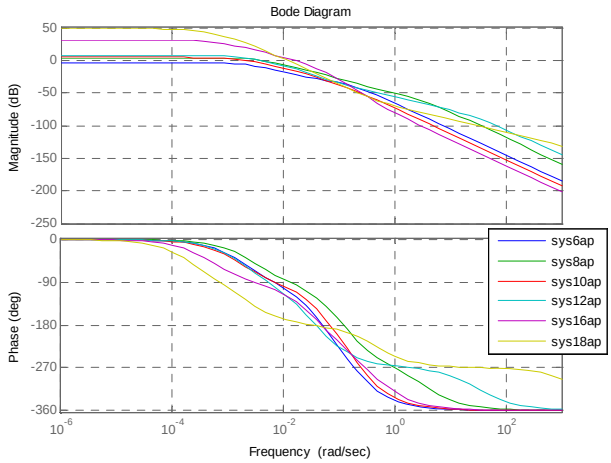
Полезният сигнал- скоростта на вятъра, е зададен със спектрална плътност от вида [1,4] :

$$S_s(\omega) = \frac{\bar{v}^2}{\omega^2} + \frac{0.475\sigma^2 L/\bar{v}}{\left[1+(\omega L/\bar{v})^2\right]^{\frac{5}{6}}} \qquad (5)$$

където : σ^2 е интензивност на турболентността; L - дължина на скалата на турбулентността, $\bar{v}$- средна стойност на скоростта на вятъра.
За шума- n се приема, че е бял шум и се задава със спектрална плътност от вида $S_n(\omega) = N^2$.
Математическият модел на обекта е нелинеен [1,6]. При линеаризацията на модела за различни средни скорости на вятъра са получени семейство предавателни функции от вида:

$$W_H(p) = \frac{K_m(-T_{3m}p+1)}{(T_{1m}^2 p^2 + 2T_{1m}\xi p + 1)(T_{2m}p+1)}, \tag{6}$$

като на фиг.1 са дадени честотните характеристики на семейството модели на ветрогенератора при различни стойности на скоростта на вятъра,



Фиг.1. Боде характеристики на моделите на обекта

3. Дискретен екстраполатор на Винер

Дискретният екстраполатор на Винер се базира на оптимизацията на обобщената средноквадратичната грешка с отчитане на амплитудни ограничения върху управляващия сигнал представена с израза(7) [3], [5]:

$$Q = M[\varepsilon^2] + \eta M[u^2] = \frac{1}{2\pi}\oint_{|z|=1}\left|[W_0(z) - W(z)]\right|^2 S_s(z)dz + \frac{1}{2\pi}\oint_{|z|=1}|W(z)|^2 N^2 dz + \\ + \frac{1}{2\pi}\eta\oint_{|z|=1}\left|\frac{W(z)}{W_н}\right|^2 (S_s(z) + N^2)dz \tag{7}$$

Дискретната спектралната плътност на полезния сигнал - скоростта на вятъра е получена като дискретно Фурие-преобразуване на корелационна функция от вида за турбулентната съставка

$$R_x(\tau) = a_1 e^{-\alpha_1 t} + a_2 e^{-\alpha_2 t} \tag{8}$$

където параметрите a_1, a_2, α_1, α_2 се определят по процедура, описана в [7] и имат стойности, дадени в табл.1.

При отчитане и на постоянна съставка (средната скорост на вятъра) за спектралната плътност на скоростта на вятъра се получава израза [2,3] (9)

$$S_s(z) = \frac{Vm^2 z}{(z-1)(1-z)} + \frac{(a_1 - a_1 d_1^2)z}{(z-d_1)(1-z.d_1)} + \frac{(a_2 - a_2 d_2^2)z}{(z-d_2)(1-z.d_2)} \tag{9}$$

Таблица 1

Средна скорост на вятъра-*m/sec*	a_1	a_2	α_1	α_2
$\bar{v}$=6	0.0138	0.0220	0.0420	0.0420
$\bar{v}$=8	0.0117	0.0220	0.0478	0.0478
$\bar{v}$=10	0.0077	0.0242	0.0533	0.0532
$\bar{v}$=12	0.0100	0.0204	0.0592	0.0591
$\bar{v}$=16	0.0170	0.0234	0.3574	0.0635
$\bar{v}$=18	0.0201	0.0204	0.0648	0.3068

Оптималната физически реализуема дискретна система с отчитане на амплитудни ограничения, се изчислява с израза (9) [2,3]:

$$W(z) = \frac{1}{\varphi(z)K(z)} \cdot \left[\frac{z^l S_S(z)}{\varphi(z^{-1})K(z^{-1})} \right]_+ \tag{10}$$

където: $\varphi(z)$ и $\varphi(z^{-1})$ се получават след факторизация на сумата от дискретните спектралните плътности на полезния сигнал и на сигнала на шума:

$$S_s(z) + S_n(z) = \varphi(z)\varphi(z^{-1}) \ . \tag{11}$$

Полюсите и нулите на $\varphi(z)$ са разположени в единичната окръжност, а на $\varphi(z^{-1})$ - извън нея; $l = \frac{\tau}{T_0}$ - времето за екстраполация, изразено в брой тактови интервала.

Амплитудните ограничения за управляващия сигнал се задават израза

$$Y(z) = 1 + \eta \oint_{|z|=1} \left| \frac{1}{W_н(z)} \right|^2 dz = K(z)K(z^{-1}), \tag{12}$$

където $W(z)$ е дискретната предавателна функция на обекта, а η е неопределен коефициент, който се изчислява от условието $D_u \le D_{доп}$

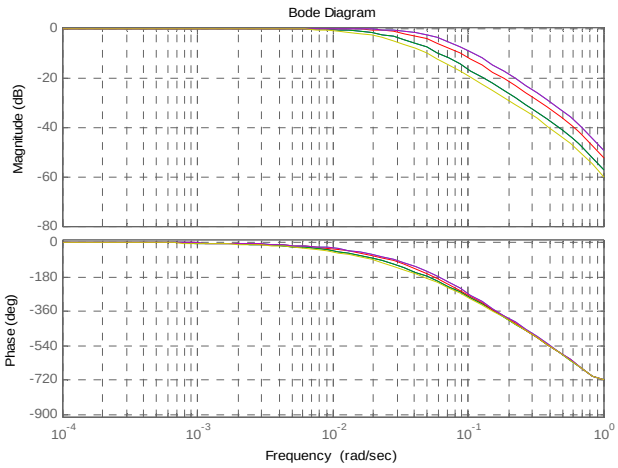
Дискретната оптимална система е от вида (12)

$$W(z) = \frac{b_1 z^5 + b_2 z^4 + b_3 z^3 + b_4 z^2 + b_5 z + b_6}{a_0 z^6 + a_1 z^5 + a_2 z^4 + a_3 z^3 + a_4 z^2 + a_5 z + a_6} \ . \tag{13}$$

При средна скорост на вятъра $\bar{v} = 10\, m/sec$ тя е (14)

$$W(z) = \frac{0.032z^5 - 0.136z^4 + 0.179z^3 - 0.038z^2 - 0.074z + 0.037}{9.9z^6 - 45.6z^5 + 86.2z^4 - 86.0z^3 + 47.7z^2 - 13.9z + 1.7} \tag{14}$$

На фиг.2 са показани честотните характеристики на оптималната система при ограничения на $D_{доп}$ -дисперсията на управляващия сигнал от 1 -16 grad^2.



Фиг.2. Боде характеристики на оптималната система при $D_{доп} = 1 \div 16 grad^2$

Използването на израз (14) за определяне на структурата и параметрите на регулатора е неприложима при обект с наличие на неминимално фазово звено. В този случай може да се приложи друга структура на регулатора и друг алгоритъм за определяне то му. Процедурата за синтез на модален регулатор (Острем) [9,10] -регулатор по зададени полюси, с отчитане на функционалните особености на обекта, при зададена еталонна предавателна функция на затворената система - тази на оптималната система е едно решение на задачата. Управляващият сигнал *u* се формира с помощта на следната полиномиална зависимост:

$$R(z)u(k) = T(z)r(k) - S(z)y(k), \tag{15}$$

където *R, S* и *T* са полиноми на *z* от съответните физически допустими степени, а *r u y* са задаващият и изходният сигнали. За определяне на полиномите *R, S* и *T* се решава диофантово уравнение от вида

$$(AR + BS)y(z) = BTr(z), \tag{16}$$

където A, B са полиномите в знаменателя и числителя на предавателната функция на обекта, а отношението $\frac{y(z)}{r(z)}$ е желана предавателна функция $W(z)$, получена в резултат на оптималния синтез (филтър на Винер).

Равенството $\frac{BT}{AR + BS} = \frac{B_m}{A_m} = W$ дава възможност за широк избор на многочлени, удовлетворяващи съотношение (16).

При наличието на неминималнофазова част в обекта, т.е. неминималната част *E* (*z*) е аналитична в единичната окръжност на *z*, числителят на предавателната функция на обекта се представя като произведение от две компоненти $B(z) = B^+(z)E(z)$ като неминималната фазовата част се отделя в израза $E(s)$. За

да бъде това разложение единствено коефициентът пред най-високата степен на полинома $B^{+}(s)$ се полага на единица. Числителят на еталонната система се задава във вида $B_m = EB_m^{'}$, който съдържа неминимално фазовата част от описанието на обекта, а в полинома R се включва останалата- минимално фазовата част от полинома B т.е. $R = B^{+}R'$. Уравнението за изчисляване на полиномите в (14) добива вида:

$$\begin{aligned} &\left(AR^{'} + ES\right) = B^{+}A_0A_m \\ &T = B_m^{'}A_0 \end{aligned} \quad , \tag{17}$$

където A_0 е характеристичен полином на допълнителен филтър.
Характеристичното уравнение на затворената система приема вида

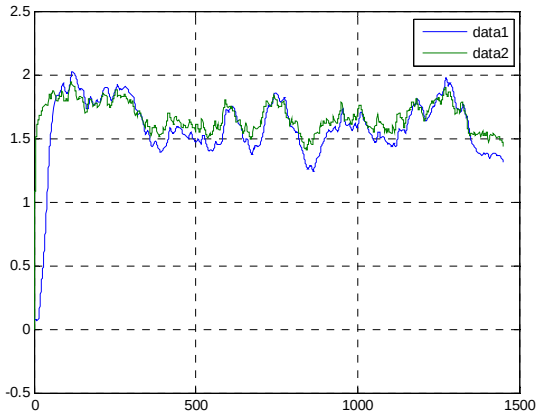
$$\left(AR + BS\right) = B^{+}A_0A_m . \tag{18}$$

При зададения вид на оптималната система (14) и отделена неминимално фазова част на обекта $E(\mathrm{z}) = \mathrm{z} - 1.642$ са получени следните полиноми R, S и T за модалния регулатор:

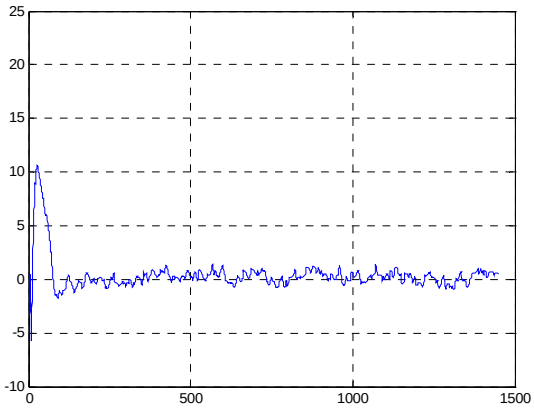
$$\begin{aligned} &R(\mathrm{z}) = \mathrm{z}^5 - 2.779\mathrm{z}^4 + 2.863\mathrm{z}^3 - 1.292\mathrm{z}^2 + 0.216\,\mathrm{z} + 0.0002 \\ &\mathrm{S}(\mathrm{z}) = 0.361\mathrm{z}^2 - 0.473\,\mathrm{z} + 0.141 \\ &T(\mathrm{z}) = 5.32\mathrm{z}^5 - 22.789\mathrm{z}^4 + 30.219\mathrm{z}^3 - 6.432\mathrm{z}^2 - 12.489\mathrm{z} + 6.241 \end{aligned} \tag{19}$$

4. Симулационни резултати

Симулационните резултати са получени в средата на SIMULINK, на базата на изграден нелинеен симулационен модел [6]. На фиг.3 и фиг.4 са представени изходните сигнали -скорост на турбината и управляващ сигнал на дискретната оптимална система за средна скорости на вятъра - 10 m/sec.



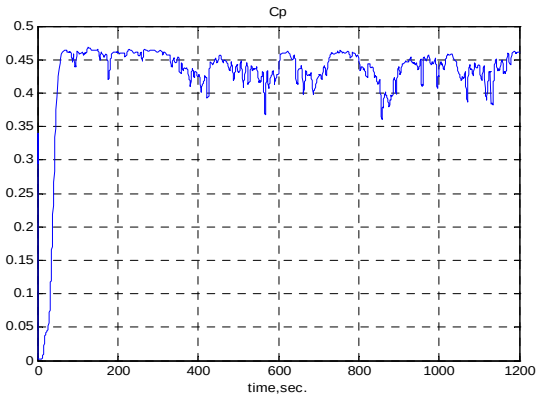
Фиг.3. Скорост на турбината при $\bar{\mathrm{v}}$ =10 m/sec



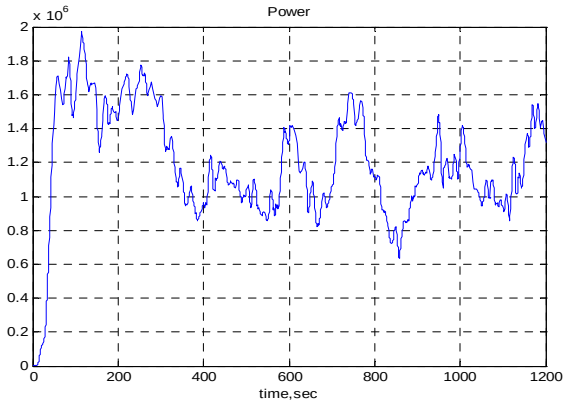
Фиг.4. Управление при $\bar{\mathrm{v}}$ =10 m/sec

На фиг.5 е дадено изменението на коефициента по мощност C_p. Вижда се, че неговата стойност се поддържа близка до оптималната, т.е. системата извлича

максимална енергия от вятъра. На фиг.6 е дадена изходната мощност на турбината при средна скорост на вятъра $\bar{v}$ =10 m/sec.



Фиг.5. Изменение на C_p



Фиг.6. Изходна мощност

Данните за конструктивните параметри на вятърна турбина в симулационната схема са литературни [4] и са показани в табл.2.

Таблица 2

Радиус на ротора	R=40
Приведен коефициент на еластичност	D_e =755.658e3
Приведен коефициент на предавката	K_{se} =114e6
Коефициент на предавката	k_{gear}=83.531
Горна граница на вятъра	cut_out=25
Долна граница на вятъра	cut_in =3
Плътност на въздуха	ro_air=1.25
Инерционен момент на генератора	J_{gen}=90
Инерционен момент на ротора	J_r=49.5e5

5. Заключение

В настоящото изложение е представена задачата за управление на скоростта на ротора на вятърна турбина, посредством изменение на ъгъла на лопатите, като задача за екстраполация при минимална дисперсия на обобщената грешка. Получените резултати показват добро качество на процесите в системата. Отчетените амплитудни ограничения водят до по-плавно изменение на наклона на ъгъла на лопатите и са в рамките на зададеното. Променливите характеристики на обекта изискват системата за управление да има адаптиращи свойства към тези промени.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията в този доклад са извършени по проект ДДВУ02/80, финансиран от НФНИ на МОН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Lubosny, Z. (2003), ***Wind Turbine Operation in Electric Power Systems***, Springer.

[2] Маджаров Н. (1974), ***Теория на автоматичното регулиране*** т. 4., ДИ Техника. С.

[3] Маджаров Н. (1993), ***Стохастични процеси в системите за управление***. Изд. ТУ-София.

[4] Welfonder, E., R. Neifer and M. Spanner (1997), ***Development and Experimental Identification of dynamics models for Wind Turbine***, Control Engineering Practice, Vol.5, No.1, pp. 63-73

[5] Колос М., Колос И. (2000), ***Методы линейной оптимальной фильтрации***, Изд. Московского Университета

[6] Огнянова, О., Хараланова Е., Пулева Т. (2009), ***Моделиране на система за преобразуване на вятърна енергия-*** International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'09 29.09 – 4.10. 2009, Sofia, Bulgaria

[7] Огнянова О., Хараланова, Е. (2012), ***Дискретен филтър на Винер за регулиране на скоростта на вятърна турбина***, Годишник на ТУ, С., Том 62, кн. 1.

[8] Огнянова О., Хараланова, Е. (2012), ***Предсказващо управление на скоростта и мощността на ветрогенератор с филтър на Винер,*** International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'09 29.09-4.10 2012, Sofia, Bulgaria

[9] Емил М. Гарипов (2007), ***Цифрови системи за управление,*** Изд. ТУ-София.

[10] Lund M., ***Pole placement design***, Toolbox for MATLAB.

Автори: Огняна Огнянова, докторант маг. инж. - катедра „Системи и управление", Факултет „Автоматика", Технически университет - София; Теофана Пулева, доц. д-р - катедра „Системи и управление", Факултет „Автоматика", Технически университет - София E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg* ; Елена Хараланова, доц. д-р доц. д-р - катедра „Системи и управление", Факултет „Автоматика", Технически университет - София E-mail address: *elhar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 30.04.2013 **Рецензент:** доц. д-р Ц. Славов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МНОГОМОДЕЛНО АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ НА ПОЛУПЕРИОДИЧЕН ФЕРМЕТАЦИОНЕН ПРОЦЕС С PLC

Цоньо Славов, Олимпия Роева

Резюме: *В доклада е представен разработеният алгоритъм за многомоделно адаптивно управление (ММАУ) на нестационарен полупериодичен ферментационен процес(ППФП). Предложена е модифицирана техника за определяне на тегловните коефициенти в реално време. Те се определят чрез критерий, формиран от реципрочните стойности на сумата на грешката между изходите на локалните модели и на обекта. Представена е и разработената лабораторна система за хардуерна симулация на алгоритъма за ММАУ на ППФП с програмируем логически контролер. Близостта между резултатите от хардуерната симулация и от Simulink® симулацията показват работоспособността на лабораторната система.*

Ключови думи: *управление на ферментационен процес, многомоделно управление, управление в реално време*

REAL TIME MULTIPLE MODEL ADAPTIVE CONTROL OF FED-BATCH CULTIVATION PROCESS BY PLC

Tsonyo Slavov, Olympia Roeva

Abstract: *In this paper the algorithm for multiple model adaptive control of none stationary fed-batch cultivation process is presented. The modified technique for on-line computation of multiple model adaptive algorithm weighting coefficients is proposed. The weighting coefficients are determined by criterion based on sum of inverse error between plant output and local models outputs. The developed laboratory system for hardware in the loop simulation of mutltiple model adaptive control algorithm implemented in PLC is also presented. The closeness between results obtained by both hardware in the loop and Simulink simulations shows workability and performance of the developed system.*

Keywords: *Fed-batch Cultivation Process Control, Multiple Model Control, Real Time Control.*

1. Въведение

Полупериодичните ферментационни процеси (ППФП) са едни от широко използваните процеси за синтез на различни биопродукти като протеини, ензими, би-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

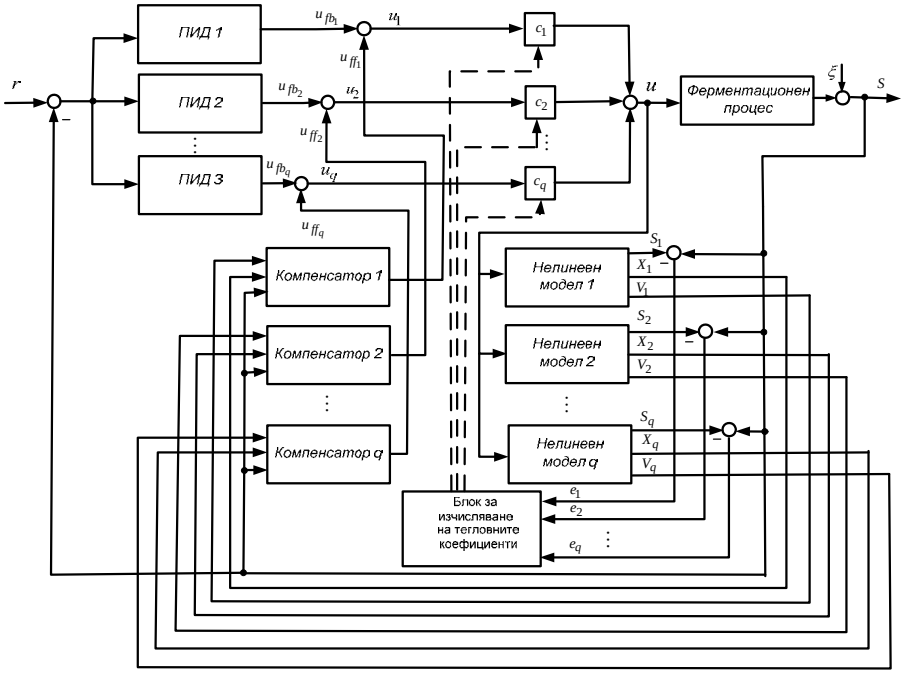
ополимери и др [1]. От системна гледна точка те могат да се разглеждат като нелинейни, нестационарни обекти за управление. Получаването на стационарен нелинеен модел, който описва ППФП изцяло е трудна задача. Един от начините за преодоляване на този проблем е вместо един глобален нестационарен нелинеен модел да се използва множество от нелинейни стационарни модели [2]. Използването на многомоделен подход при моделирането естествено води до използване на методите на многомоделното адаптивно управление (ММАУ), при което за всеки един от моделите се синтезира регулатор. В литературата са предложени много алгоритми за ММАУ, базирани на регулатори в пространство на състоянията и филтри на Калман и малко алгоритми за ММАУ с регулатори, базирани на входно-изходни линейни или нелинейни модели. Обзор на методите за ММАУ с регулатори в пространство на състоянието и филтри на Калман е представен в [3]. Алгоритъм за ММАУ с входно-изходни линейни модели и апериодични регулатори е представен в [4], където тегловните коефициенти се определят в реално време чрез критерий, базиран на грешката между изходите на моделите и на обекта.

От друга страна в литературата почти няма резултати с приложения на методите на ММАУ за управление на ППФП. Известни са няколко резултата, в които се прилага многомоделно превключващо управление за управление на непрекъснат ферментационен процес [5,6]. Липсата на приложения на алгоритми за ММАУ на ферментационни процеси създава предпоставки за разработка на алгоритъм за ММАУ на ППФП.

В доклада е представен разработеният алгоритъм за ММАУ на нестационарен ППФП, използващ множество от стационарни нелинейни модели. Предложена е нова техника за определяне на тегловните коефициенти в реално време. Те се определят чрез критерий, формиран от реципрочните стойности на сумата на грешката между изходите на локалните модели и на обекта. Използването на сумата на грешката вместо текущата й стойност прави възможно приложението на алгоритъма при наличие на значителни по мощност случайни смущения. Изведеното уравнение за определяне на сумата на грешката съвпада с уравнението за определяне на ковариационната матрица при рекурсивния метод на най-малките квадрати (РМНМК). Това позволява за определяне на тегловните коефициенти да се използват повечето от добре известните модификации на РМНМК, които използват модифицирано уравнение на ковариационната матрица. За проверка на алгоритъма за ММАУ на ППФП е разработена лабораторна система за хардуерна симулация (ХС). Резултатите, получени от ХС са близки до резултатите, получени със Simulink® симулация, което показва работоспособността на лабораторната система. Разработеният софтуер позволява лесно да бъдат променяни параметрите на ППФП, регулаторите и моделите от алгоритъма за ММАУ.

2. Алгоритъм за ММАУ на ППФП на *E. Coli*

Блоковата схема на системата за управление с предложения алгоритъм за ММАУ е показана на фиг.1.



Фиг.1. Блокова схема на системата за ММАУ

Динамиката на ППФП се описва с уравненията:

$$\frac{dX(t)}{dt} = \mu(t)X(t) - \frac{F(t)}{V(t)}X(t), \quad (1)$$

$$\frac{dS(t)}{dt} = -q_S(t)X(t) + \frac{F(t)}{V(t)}(S_{in} - S(t)), \quad (2)$$

$$\frac{dV(t)}{dt} = F(t), \quad (3)$$

$$\mu(t) = \mu_{\max}(t)\frac{S(t)}{k_S(t) + S(t)}, \quad (4)$$

$$q_s(t) = \frac{1}{Y(t)_{S/X}}\mu_{\max}(t)\frac{S(t)}{k_S(t) + S(t)}, \quad (5)$$

където $X(t)$ е концентрация на биомасата $[g.l^{-1}]$; $S(t)$ - концентрация на субстрата $[g.l^{-1}]$; $V(t)$ - обем на биомасата в реактора $[l]$; $\mu_{\max}(t)$ - максимална специфична скорост на растеж на микроорганизмите $[h^{-1}]$; $F(t)$ - дебит на подхранващия продукт $[l.h^{-1}]$; S_{in} - концентрация на субстрата в подхранващия разтвор $[g.l^{-1}]$; $k_S(t)$ - коефициент на насищане $[g.l^{-1}]$; $Y(t)_{S/X}$ - икономичен коефициент $[-]$. Предполага се, че параметрите $p = [k_S(t) \quad \mu_{\max}(t) \quad Y_{S/X}(t)]$ в уравнения (1)-(5) се изменят в известните интервали $p_i \in [p_{i\min} \quad p_{i\max}], i = 1,2,3$. Допуска се, че динамиката на ферментационния процес може достатъчно точно да се опише с краен брой локални стационарни нелинейни модели, които съдържат комбинация от стойности на параметрите p, попадащи в интервала им на изменение.

За целите на синтеза на дискретни регулатори непрекъснатите локални модели се дискретизират. Математическото им описание е

$$X_i(k+1) = X_i(k) + T_0[\mu_i(k)X_i(k) - \frac{F(k)}{V(k)}X_i(k)], i = 1,2,...,q, \quad (6)$$

$$S_i(k+1) = S_i(k) - T_0[q_{Si}(k)X_i(k) - \frac{F(k)}{V(k)}(S_{in} - S_i(k))], i = 1,2,...,q, \quad (7)$$

$$V(k+1) = V(k) + T_0 F(k), \quad (8)$$

$$\mu_i(k) = \mu_{\max_i} \frac{S(k)}{k_{S_i} + S(k)}, i = 1,2,...,q, \quad (9)$$

$$q_{s_i}(k) = \frac{1}{Y_{S/X_i}} \mu_{\max_i} \frac{S(k)}{k_{S_i} + S(k)}, \quad (10)$$

където k_{S_i} е коефициентът на насищане на *i*-тия локален модел, $\mu_{\max_i}$ е специфичната скорост на растеж на *i*-тия локален модел и Y_{S/X_i} е икономичният коефициент на *i*-тия локален модел. За всеки локален модел е синтезиран локален регулатор. Множеството от модели (6)-(10) и множеството от регулатори формират моделната банка и банката с регулатори в схемата на фиг.1. Управлението се получава като претеглена сума от управленията на локалните регулатори

$$F(k) = c_1 u_1(k) + c_2 u_2(k) + ... + c_q u_q(k), \quad (11)$$

където $u_i(k), i = 1,2,...,q$ са управляващите сигнали на локалните регулатори и $c_i, i = 1,2,...,q$ са нормализирани тегловни коефициенти:

$$\sum_{i=1}^{q} c_i = 1, c_i > 0. \quad (12)$$

Локалните управляващи сигнали се определят от

$$u_i(k) = u_{ff_i}(k) + u_{fb_i}(k), \quad (13)$$

където $u_{ff_i}(k)$ е частта на *i*-тия управляващ сигнал, която поддържа процеса в текущата работна точка и $u_{fb_i}(k)$ е частта на *i*-тия управляващ сигнал, която се получава от обратната връзка. Сигналите $u_{ff_i}(k)$ се определят от

$$u_{ff_i}(k) = \frac{1}{Y_{S/X_i}} \frac{V(k)\mu_i(k)X_i(k)}{S_{in} - S_i(k)}, i = 1,2,...,q, \quad (14)$$

а сигналите $u_{fb_i}(k)$ се получават от локални цифрови ПИД регулатори. Описанието на *i*-тия локален ПИД регулатор се дава от

$$u_{fb_i}(k) = u_{p_i}(k) + u_{i_i}(k) + u_{d_i}(k), \quad (15)$$

$$u_{p_i}(k) = K_{p_i}[r(k) - S(k)], \quad (16)$$

$$u_{i_i}(k) = u_{i_i}(k-1) + b_{i_i}[r(k) - S(k)], \quad (17)$$

$$u_{d_i}(k) = a_{d_i} u_{d_i}(k-1) + b_{d_i}[r(k) - r(k-1) - S(k) + S(k-1)], \quad (18)$$

където $b_{i_i} = K_{p_i} \frac{T_0}{T_{i_i}}$, $a_{d_i} = \frac{T_{d_i}}{T_{d_i} + N_i T_0}$, $b_{d_i} = K_{p_i} \frac{T_{d_i} N_i}{T_{d_i} + N_i T_0}$, $r(k)$ е заданието, K_{p_i} е коефициентът на пропорционалност на *i*-тия регулатор, T_{i_i} е времеконстантата на интегриране на *i*-тия регулатор, T_{d_i} е времеконстантата на диференциране на *i*-

тия регулатор, N_i е времеконстантата на нискочестотния филтър на Д-съставката на i-тия регулатор и T_0 е тактът на дискретизация.

Блокът за изчисляване тегловните коефициенти определя техните текущи стойности в реално време. Използва се сумата на локалните грешки $e_i(k), i = 1, 2, ..., q$, които се определят от

$$e_i(k) = \begin{cases} S(k) - S_i(k), if\ (S(k) - S_i(k)) \neq 0 \\ 0.0001, if\ (S(k) - S_i(k)) = 0 \end{cases}, i = 1, 2, ..., q. \quad (19)$$

Предлага се тегловните коефициенти да се изчисляват от

$$c_i(k) = \frac{J_i^{-1}(k)}{\sum\limits_{i=1}^{q} J_i^{-1}(k)}, \quad (20)$$

където показателят $J_i(k)$ на i-тия локален модел е

$$J_i(k) = \sum_{j=0}^{k} e_i^2(j). \quad (21)$$

Уравнение (21) се представя във вида

$$J_i(k) = \sum_{j=0}^{k-1} e_i^2(j) + e_i^2(k) = J_i(k-1) + e_i^2(k). \quad (22)$$

От израз (20) се вижда, че за определяне на текущите стойности на тегловните коефициенти е необходимо реципрочната стойност на $J_i(k)$, което е недостатък от изчислителна гледна точка. След прилагане на лемата за обръщане на матрици към уравнение (22) се получава

$$J_i^{-1}(k) = J_i^{-1}(k-1) - \frac{J_i^{-1}(k-1) e_i^2(k) J_i^{-1}(k-1)}{1 + e_i(k) J_i^{-1}(k-1) e_i(k)}. \quad (23)$$

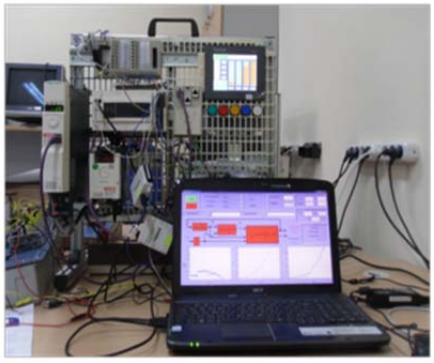
Така тегловните коефициенти се определят от уравнение (20), а текущата стойност на $J_i^{-1}(k)$ се определя от (23). Уравнение (23) е същото като уравнението за обновяване на ковариационната матрица в РМНМК, ако векторът с регресорите се замести с грешката (19) и ковариационната матрица се замести с $J_i^{-1}(k)$. Определянето на $J_i^{-1}(k)$ от уравнение (23) ще направи алгоритъма за ММАУ нечувствителен към промените в параметрите на обекта. В литературата има предложени много модификации на РМНМК за оценяване на нестационарни модели, в които се модифицира уравнението за обновяване на ковариационната матрица с цел да се поддържа чувствителността на алгоритъма към промяната на параметрите на обекта [7]. Повечето от тези модификации могат директно да се приложат върху уравнение (23). По-нататък е използвана модификация на РМНМК с променлив фактор на забравяне, при което $J_i^{-1}(k)$ се определя от

$$J_i^{-1}(k) = J_i^{-1}(k-1) - \frac{J_i^{-1}(k-1) e_i^2(k) J_i^{-1}(k-1)}{\varepsilon_i^{-1}(k) + e_i(k) J_i^{-1}(k-1) e_i(k)}, \ \varepsilon_i(k) = \lambda - \frac{1-\lambda}{e_i(k) J_i^{-1}(k-1) e_i(k)}, \quad (24)$$

където $0 \leq \lambda \leq 1$ се определя като коефициента на забравяне в РМНМК.

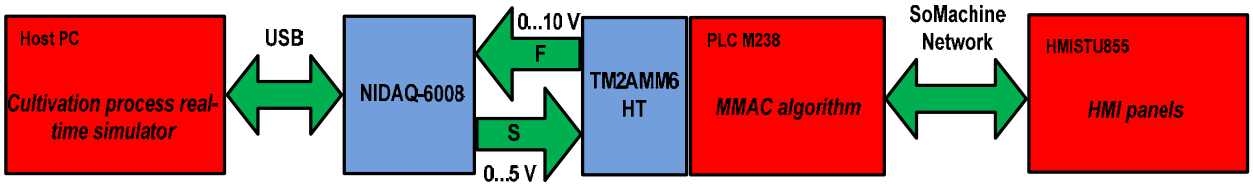
3. Лабораторна система за хардуерна симулация на алгоритъма за ММАУ на ППФП

Разработената лабораторна система за ХС е показана на фиг.2, а нейната блокова схема - на фиг.3.



Фиг.2.а. Система за ХС

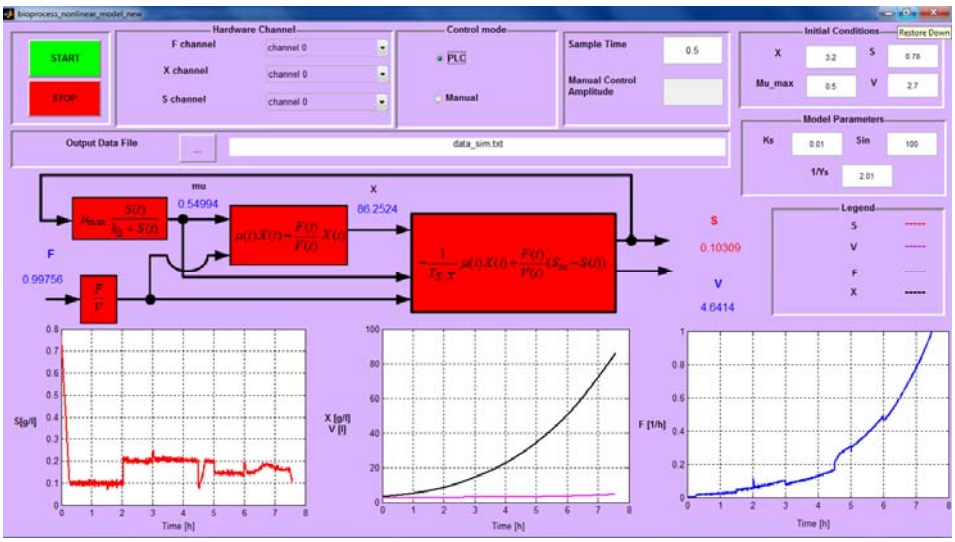
Фиг.2.б. Интерфейсни панели на системата за ХС



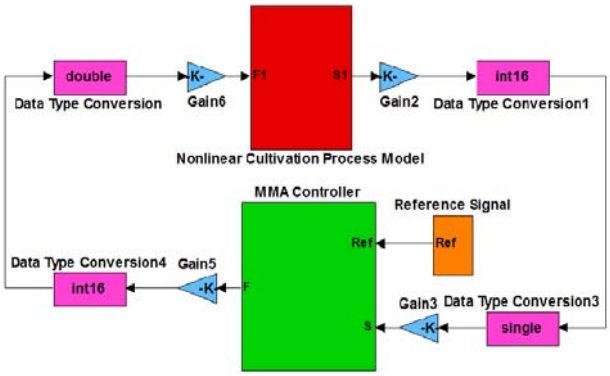
Фиг.3. Блокова схема на системата за хардуерна симулация на ММАУ на ППФП

Системата се състои от стандартен компютър (PC), програмируем логически контролер (PLC) M238 на Schneider Electric с разширителен модул аналогови входове и изходи TM2AMM6HT, панел за човеко-машинен интерфейс (HMI) HMISTU855 на Schneider Electric и многофункционално устройство NIDAQ-6008 USB на National Instruments. Управляващият алгоритъм е разработен в средата SoMachine v.3.1 на езика от високо ниво *Structured text* и е вграден в PLC. Реалният такт на дискретиизация е 20 *s*, но с цел да се намали времето за симулация се използва мащабирано време. Така управляващият алгоритъм се изпълнява с такт 500 *ms*. Разработени са операторски панели (фиг.2 б), които са вградени в устройството HMISTU855. Панелите осигуряват визуализация в реално време на основните променливи на процеса и основен човеко-машинен интерфейс.

Разработеният симулатор на ППФП е инсталиран на PC и представлява работещо в реално време самостоятелно Windows приложение. От страна на PC аналого-цифровото и цифрово-аналоговото преобразуване се осъществяват от модула NIDAQ-6008 USB, а от страната на PLC тези преобразования се извършват от модула TM2AMM6HT. Интерфейсният прозорец на симулатора е показан на фиг.4. В средата на Simulink е разработен модел на системата за ХС (фиг.5), в който интегрирането на уравненията на обекта се извършва с двойна точност с метода Рунге-Кута 4, а управляващият сигнал се изчислява с единична точност. Моделирани са и преобразуванията от числа с плаваща запетая към цели числа и обратно, които се осъществяват в ЦАП и АЦП. По-нататък резултатите от симулационния модел се сравняват с резултатите от ХС.



Фиг.4. Интерфейсен прозорец на симулатора на ППФП



Фиг.5. Модел на хардуерната симулация в Simulink

4.Експериментални резултати

Работоспособността на предложения алгоритъм за ММАУ на ППФП и на разработената система за хардуерна симулация е експериментално потвърдена. Предполага се, че динамиката на разглеждания процес може да се опише достатъчно точно с три нелинейни стационарни модела. Границите на изменение на параметрите на моделите са определени с идентификционна процедура, описана в [8,9]. Параметричната идентификация е извършена по експериментални данни, измерени от биореактор с работен обем 7*l*, при стабилизирани температура 37 ^{o}C и скорост на бъркалката 500 *rpm* и при дебит на въздуха 10 *l/min*. Началните условия за променливите на процеса са $X(t_0)=3.2g/l$, $S(t_0)=0.78g/l$, $V(t_0)=2.7g/l$ и $S_{in}=500g/l$. В Табл. 1 са показани параметрите на трите локални модела. Параметрите на *Локален модел 1* съответстват на идентифицираното в [8] първо функционално състояние. Стойностите на $Y_{S/X}$, μ_{max} за *Локален модел 2* са равни на техните максимални идентифицирани стойности, а стойността на k_S е равна на неговата минимална идентифицирана стойност. Стойностите на параметрите за *Локален модел 1* са избрани да са приблизително равни на средно аритметичното между стойностите на параметрите на *Локален модел 1* и *Локален модел 2*. За всеки модел е настроен цифров ПИД регулатор чрез оптимиза-

ция с генетичен алгоритъм, която е описана подробно в [10]. Параметрите на регулаторите са показани в Табл. 2

Таблица 1 Параметри на локалните модели

Локален модел 1		*Локален модел 2*		*Локален модел 3*	
Параметър	Стойност	Параметър	Стойност	Параметър	Стойност
μ_{max}	0.52 h^{-1}	μ_{max}	0.58 h^{-1}	μ_{max}	0.55 h^{-1}
k_S	0.076 g/l	k_S	0.006 g/l	k_S	0.04 g/l
$Y_{S/X}$	0.16 gg^{-1}	$Y_{S/X}$	0.45 gg^{-1}	$Y_{S/X}$	0.18 gg^{-1}

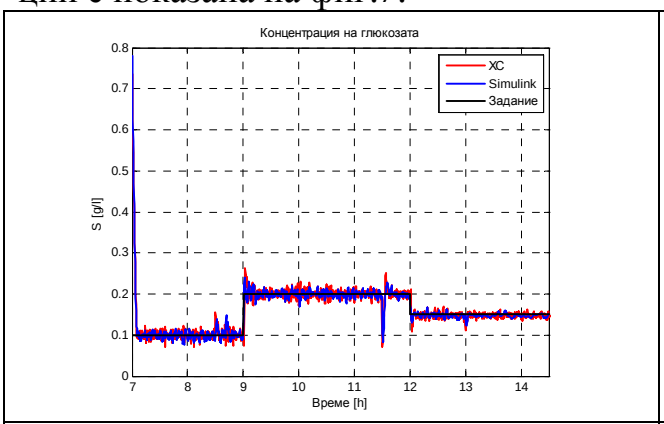
Таблица 2 Параметри на локалните ПИД регулатори

	K_{p1}	b_{i1}	b_{d1}	a_{d1}
ПИД регулатор 1	0.5216	0.3537	0.4058	0.1118
ПИД регулатор 2	0.3700	0.0300	0.2056	0.0192
ПИД регулатор 3	0.3001	0.4045	0.0101	0.0800

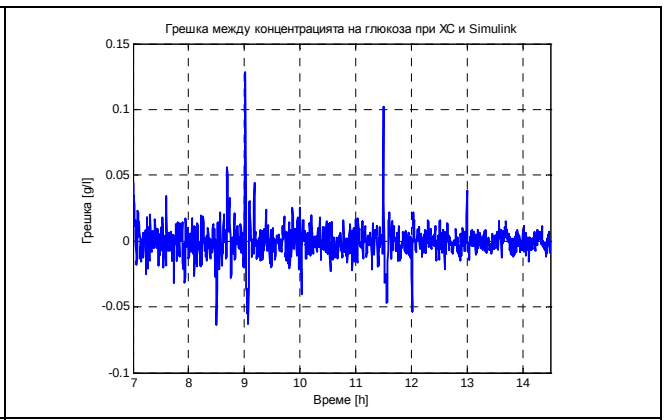
Алгоритмът за ММАУ е стартиран при $\lambda = 0.95$ и $J^{-1}(0) = 100$. Заданието променя стойността си от $0.1g/l$ на $0.2g/l$ и на $0.15g/l$. Параметрите на ППФП се изменят съгласно

$$\mu_{\max}(t) = \begin{cases} 0.52, \; for\; t \le 8.5h \\ 0.50, \; for\; 8.5 < t \le 10h \\ 0.58, \; for\; 10 < t \le 11.5h \\ 0.55, \; for\; 11.5 < t \le 13h \\ 0.54, \; for\; t > 13h \end{cases}, k_S(t) = \begin{cases} 0.076, \; for\; t \le 8.5h \\ 0.010, \; for\; 8.5 < t \le 10h \\ 0.006, \; for\; 10 < t \le 11.5h \\ 0.020, \; for\; 11.5 < t \le 13h \\ 0.040, \; for\; t > 13h \end{cases}, Y_{S/X} = \begin{cases} 0.16, \; for\; t \le 8.5h \\ 0.50, \; for\; 8.5 < t \le 10h \\ 0.45, \; for\; 10 < t \le 11.5h \\ 0.22, \; for\; 11.5 < t \le 13h \\ 0.18, \; for\; t > 13h \end{cases}.$$

В интервалите $7 \le t \le 8.5h$, $10 \le t \le 11.5h$ и $13 \le t \le 14.5h$ се използват параметрите на трите функционални състояния, идентифицирани в [9]. В останалите интервали параметрите на процеса не съвпадат нито с идентифицираните функционални състояния нито с параметрите на използваните в ММАУ локални модели. На Фиг.6 са показани заданието и концентрацията на глюкоза, получена от ХС (обозначена с ”ХС”) и от симулация в Simulink® (обозначена с ”Simulink”). Грешката между концентрациите на глюкозата, получени от двата типа симулации е показана на фиг.7.



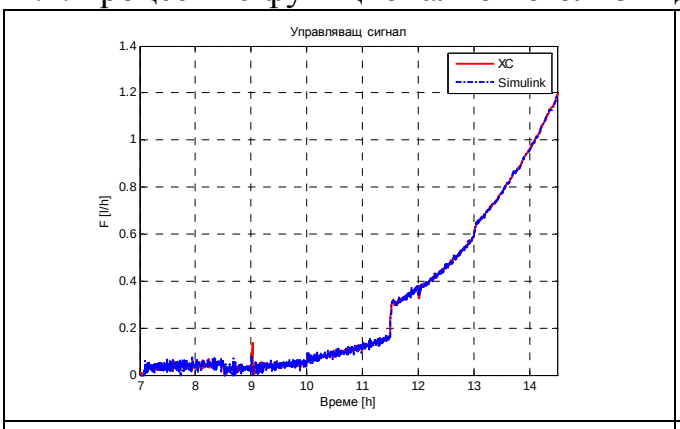
Фиг.6. Концентрация на глюкозата



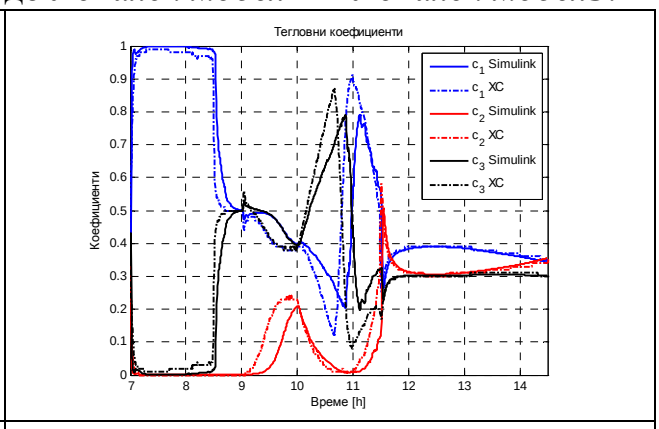
Фиг.7. Грешка между двете симулации

Вижда се, че резултатите от двете симулации са много близки. Средната стойност на грешката е 0.00016, а дисперсията й е 0.00015. Многомоделният регула-

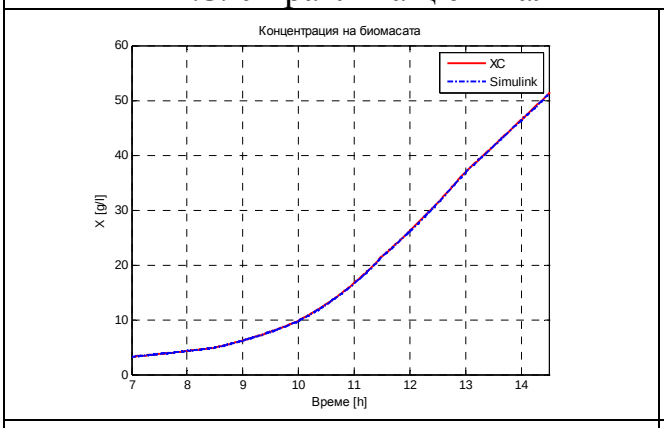
тор бързо установява концентрацията на глюкоза на заданието и я поддържа на желаната стойност до края на ферментацията, въпреки значителните параметрични смущения и шумове. Максималното отклонение на концентрацията на глюкоза от зададената й стойност в установен режим е 0.025g/l, което е достатъчно малко за да се избегне инхибирането на клетките. Управляващият сигнал, показан на фиг.8 не достига ограниченията си и има приемлив вид. На фиг.9 са показани тегловните коефициенти на алгоритъма за ММАУ, получени от двата типа симулации. Резултатите са близки. В интервала $7 \le t \le 8.5h$ процесът съвпада с *Локален модел 1*, поради което тегловният коефициент c_1 е близък до 1. Коефициентите c_1 и c_3 са по-големи от коефициента c_2 в интервала $8.5 \le t \le 11h$ т.к. процесът е функционално по-близък до *Локален модел 1* и *Локален модел3*.



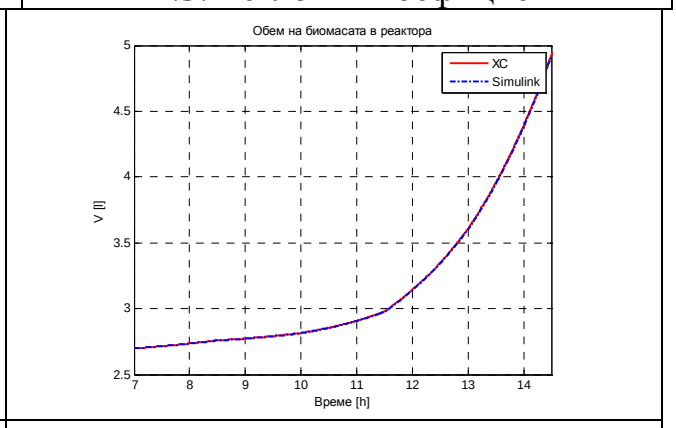
Фиг.8. Управляващ сигнал



Фиг.9. Тегловни коефициенти



Фиг.10. Концентрация на биомасата



Фиг.11. Обем на биомасата в реактора

След 11.5 *h* нито един от локалните модели не е функционално по-близък до процеса в сравнение с другите локални модели, при което тегловните коефициенти имат близки стойности. Въпреки това регулаторът успешно управлява процеса до 14.5 *h*. В края на процеса се получава висока концентрация на биомасата (Фиг.10) от 53*g/l*, а обемът на биомасата в реактора (фиг.11) достига почти до максималния работен обем от 5*l*.

5. Заключение

В статията е предложен алгоритъм за ММАУ на нестационарен ППФП на *E. coli*. В сравнение със съществуващите алгоритми за ММАУ, базирани на входно-изходни модели, разработеният такъв използва банка от нелинейни модели и банка от нелинейни регулатори. Предложен е нов критерий за определяне в ре-

ално време на тегловните коефициенти. Представена е и разработената система за хардуерна симулация на алгоритъма. Тя позволява лесно да се изследва поведението на затворената система при различни стойности на параметрите на ферментационния процес и да се тества управляващия алгоритъм в реалното управляващо устройство. Дадени са резултати от ХС и от симулация в Simulink®. Близостта между тях потвърждават работоспособността на разработената система.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДМУ 02/4 финансиран от Фонд „Научни изследвания".

ЛИТЕРАТУРА

[1] Viesturs, U., Karklina, D., Ciprovica, I. ***Bioprocess and Bioengineering***. Jelgava: LUA, 2004, 64 p.

[2] Murray-Smith, R., Johansen, T.A. ***Multiple Model Approaches to Modelling and Control***. Taylor & Francis, London, 1997, 343 p.

[3] Semerdjiev, C., Jilkov, V., Mihailova, L. ***Multiple model estimation and control of stochastic systems***. Automatics and Informatics, Vol.5, 2002, p. 3-15.

[4] Garipov, E., Stoilkov, T. ***Adaptive control by a set of input output models***. International Conference Automatics and Informatics, Sofia, 2006, p.13-19.

[5] Foss, B.A., Johansen, T.A., Sørensen, A.V. ***Nonlinear predictive control using local models–applied to a batch fermentation process***. Control Engineering Practice, vol.3, N.3, 1995, p.389-396

[6] Azimzadeh, F.; Palizban, H.A. Romagnoli, J.A.; ***Online optimal control of a batch fermentation process using multiple model approach***. Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control, 1998,vol.1,p.455-460

[7] Е. Гарипов, ***Идентификация на системи***. ТУ София,1997.

[8] Roeva, O., Kosev, K., St.Tzonkov. ***Mathematical description of functional states in E. coli fed-batch cultivation processes***. International Journal Bioautomation, vol.7, 2007, p.34-45

[9] Roeva, O., Pencheva, T., Georgieva, Y., Hitzmann, B., St. Tzonkov. ***Implementation of functional state approach for modelling of Escherichia coli fed-batch cultivation***. Biotechnology and Biotechnological Equipment, vol.18, N.3, 2004, p.207-214

[10] Slavov, Ts., Roeva, O., ***Genetic algorithm tuning of PID controller for glucose concentration control using software sensor***. WSEAS Transaction on Systems, vol.11, N.7, 2012, p.223-233

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р - катедра от „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; Олимпия Роева, доц. д-р - ИБФБМИ - БАН

Постъпила на 30.04.2013 **Рецензент:** проф. д-р Е. Гарипов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

РЕДУЦИРАНЕ НА РЕДА НА МОДЕЛА ЧРЕЗ ПРАВИЛНА ОРТОГОНАЛНА ДЕКОМПОЗИЦИЯ

Камен Перев

Резюме: *Докладът разглежда задачата за редуциране на реда на модела чрез използване на метода на правилната ортогонална декомпозиция. Методът на правилната ортогонална декомпозиция се основава на данни за траекторията на системата, които са получени чрез измерване или симулиране на нейното поведение. Моделът на редуцираната система се получава чрез проекция на Галеркин върху подпространство генерирано от част от стълбовете на матрицата на преобразувание на подобие, която е получена чрез декомпозиция по сингулярни числа на матрицата с данните. Методът на правилната ортогонална декомпозиция е приложен за линейна динамична система, чиито траектории на състоянията са сравнени с траекториите на съответните редуцирани модели. Получените резултати показват ефективността на метода при апроксимация на динамични системи.*
***Ключови думи*:** *правилна ортогонална декомпозиция, декомпозиция по сингулярни числа, проекция на Галеркин, редуциране на реда на модела*

MODEL REDUCTION BY PROPER ORTHOGONAL DECOMPOSITION

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of model order reduction by proper orthogonal decomposition. The proper orthogonal decomposition method is based on the system trajectory data obtained by measurement or system simulation. The reduced order model is obtained by Galerkin projection over the subspace generated by part of the columns of the similarity transformation matrix, which is built from the data matrix singular value decomposition. The proper orthogonal decomposition method is applied to a linear dynamical system, which trajectories are compared with the trajectories of the reduced order models. The obtained results confirm the effectiveness of the method for dynamical systems approximation.*
***Keywords*:** *proper orthogonal decomposition, singular values decomposition, Galerkin projection, model order reduction*

1. Въведение

Бързото развитие на изчислителната техника и на методите за моделиране съдейства за надеждното моделиране на повечето физически процеси, като движението на течности изучавани от механика на флуидите, обменът на топлинна енергия по законите на термодинамиката, процесите на електромагнитната ин-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

дукция в електродинамиката и други. Диференциалните уравнения описващи тези процеси са с обикновени и с частни производни, където сигналите зависят от повече от една независими променливи. Много често получените уравнения на динамиката са доста сложни, като едновременно са от висок ред и съдържат нелинейности. Независимо от непрекъснатото подобрение на изислителната мощност, анализът на тези динамични системи често представлява изчислително трудна задача поради големия брой описващи уравнения и необходимостта от дискретизация на променливите както по време, така и по ниво. За да се получи точна апроксимация, обикновено се използва малка стъпка на дискретизация, което още повече увеличава размерността на изследваната задача. Решаването на такава дискретизирана система от уравнения може да заеме големи ресурси от време и изчислителна памет. Тези трудности налагат използването на методи за редуциране на реда на модела, при които първоначалната задача от висок ред се замества със задача от нисък ред, като същевременно се запазват някои определящи свойства на изучаваното физическо явление.

Важна група методи за намаляване на реда на системите уравнения с голяма размерност са базирани на процедурата за декомпозиция по сингулярни числа. Основен техен представител е методът на балансовите реализации [4]. При този метод се осъществява смяна на базиса на системата, при който грамианите на управляемост и наблюдаемост се преобразуват в еднакви диагонални матрици, след което се съкращават променливите на състоянието съответстващи на малки сингулярни стойности. Основно преимущество на метода е, че се запазва устойчивостта на системата и се задава горна граница на грешката от апроксимация. При друг подобен метод за редуциране на реда на модела се осъществява оптимална апроксимация на системата по отношение на индуцираната – две норма на оператора на Ханкел [2]. Получени са в явен вид формули за оптимална и полу – оптимална апроксимация на системните матрици, както и горна граница на грешката от апроксимация. Основен недостатък на тези два метода е, че те са свързани с решаване на уравнения на Ляпунов с голяма размерност, което определя тяхната изчислителна неефективност и ограниченото им използване за задачи с размерност надхвърляща няколко стотин уравнения. Тези методи намират също ограничена употреба при системи съдържащи нелинейности и разпределени параметри.

Тези недостатъци са преодолени при използване на метода на правилната ортогонална декомпозиция, известен като декомпозиция по Кархунен – Лъове. При този метод предизвикателството е да се разработи ефективна процедура за апроксимация на системи от много висок ред, където уравненията на динамиката са сложни и нелинейни. При метода на правилната ортогонална декомпозиция се прилага подход за събиране на дискретни данни, като преобразуването на състоянията на системата се прилага пряко върху събраните данни. Този подход има две основни цели: редуциране на реда на модела чрез проектиране на данни от висок ред върху пространство от понижен ред и извличане на черти чрез откриване на адекватна структура скрита в тези данни. Проектирането на динамичната система се осъществява върху подпространства съдържащи базисни елементи, които притежават характеристиките на очакваното решение. Това е в

контраст с метода на крайните елементи, където базисните елементи на подпространството в общия случай са независими от динамичните свойства на системата, която апроксимират. Методът е приложен за получаване на модел от нисък ред при изследване на термодинамични физически процеси [5]. Основно преимущество на метода е използването на стандартни матрични изчисления за решаване на задачи на нелинейната динамика. В [1] е показана връзката между метода на правилната ортогонална декомпозиция и апроксимацията на динамичната система чрез проекция на Галеркин и използването на декомпозиция по сингулярни числа. Методът на правилната ортогонална декомпозиция намира широко приложение при решаване задачите на хидро- и газодинамиката, където физичните процеси се моделират чрез нелинейни диференциални уравнения с частни производни. Тези уравнения се дискретизират чрез използване на метода на крайните елементи, като решаването им налага използването на процедурите за редуциране на реда на модела [6]. В [3] се използва методът на правилната ортогонална декомпозиция за построяване на модели на сложни флуидни потоци. Този метод е разширен чрез построяване на нелинейни модели от нисък ред, които запазват важни черти на входно/изходното поведение на изследваното явление за целите на синтез на управление.

Целта на този доклад е да представи метода на правилната ортогонална декомпозиция за редуциране на реда на модела и да изследва точността на метода при апроксимация на линейни системи.

2. Метод на правилната ортогонална декомпозиция

Методът на правилната ортогонална декомпозиция може да се разглежда като приложение на подхода на декомпозиция по сингулярни числа за апроксимация на динамични системи с голяма размерност [1]. Този метод се основава на данни за траекторията на системата, които са получени чрез измерване или симулиране на нейното поведение. Разглеждаме динамична система, за която можем да измерим нейната траектория $x(t) \in R^n$, $t \in [0,T]$. Задачата, която трябва да решим е дали е възможно да апроксимираме тази траектория чрез друга траектория $\hat{x}(t) \in R^k$, където $k < n$. За целта е необходимо да се приложи проекция, известна като проекция на Галеркин или проекция на Петров – Галеркин, такава че първоначалната динамична система с размерност n да се апроксимира чрез динамична система с размерност $k < n$. Подпространството, където е проектирана динамичната система съдържа базисни функции, които притежават характеристиките на цялостното решение на уравнението на динамиката. Множеството от данни представлява дискретизираната траектория на системата по време и ниво, която е получена чрез компютърно симулиране или провеждане на реални експерименти. Предполагаме, че е зададена функцията $x(t,w)$, като t е времевата променлива, а u е векторна променлива $u \in R^n$ и нека чрез $x(t_i,u_j)$ представим краен брой от дискретни стойности на функцията x за моментните стойности $t = t_1, t_2, \ldots, t_N$ и $u = u_1, u_2, \ldots, u_n$. Данните получени по този начин се описват чрез векторите:

$$x_i = \begin{bmatrix} x(t_i, u_1) \\ x(t_i, u_2) \\ \vdots \\ x(t_i, u_n) \end{bmatrix}, \qquad i = 1,2,\ldots,N \qquad (1)$$

Задачата е да се намери множество от ортонормални базисни вектори $v_j \in R^n$, $j = 1,2,\ldots,N$, такива че да са изпълнени съотношенията:

$$x_i = \sum_{j=1}^{N} \gamma_{ji} v_j, \qquad i = 1,2,\ldots,N \qquad (2)$$

Тази задача може да бъде формулирана чрез използване на апарата на редове на Фурие по системата $\{v_i\}_{i=1}^{N}$ чрез равенството $x_i = \sum_{j=1}^{N} \langle x_i, v_j \rangle v_j$, където скаларните произведения в сумата съответстват на коефициентите γ_{ji}. Формирайки матрицата с данни *X*, получаваме следното уравнение:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \cdots & v_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \cdots & \gamma_{1N} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \cdots & \gamma_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{N1} & \gamma_{N2} & \cdots & \gamma_{NN} \end{bmatrix} \qquad (3)$$

или в матричен вид уравнението (3) се представя във вида $X = V * \Gamma$, където $V^T V = I_N$. Ортогоналните вектори v_i, $i = 1,2,\ldots,N$ се наричат още емпирични собствени функции на множеството от данни $\{x_i\}$, $i = 1,2,\ldots,N$ [1]. Целта на метода на правилната ортогонална декомпозиция е да се намери подпространство от по-нисък ред *k*<*n*, така че множеството от данни да се апроксимира в някакъв оптимален средно-квадратичен смисъл, т.е. чрез ортогонална проекция:

$$\pi_k : V \to V_k, \qquad (4)$$

с фиксиран ранг *k*, при което се минимизира квадратичната норма:

$$\| X - \pi_k X \|_2^2 = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{n} \| x(t_i, u_j) - \pi_k x(t_i, u_j) \|_2^2 . \qquad (5)$$

Множеството от данни от по-нисък ред $\{\hat{x}_i\}$, $i = 1,2,\ldots,k$, които са получени чрез равенството $\hat{x}_i = \sum_{j=1}^{k} \gamma_{ji} v_j$, $i = 1,2,\ldots,N$ са множеството от моментни стойности, които са получени само от *k* емпирични собствени функции $\pi_k x_i = \sum_{j=1}^{k} \langle x_i, v_j \rangle v_j = \hat{x}_i$ и се представят чрез следното уравнение:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 & \hat{x}_2 & \cdots & \hat{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \cdots & v_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \cdots & \gamma_{1N} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \cdots & \gamma_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{k1} & \gamma_{k2} & \cdots & \gamma_{kN} \end{bmatrix}. \qquad (6)$$

Уравнение (6) може да се запише във вида $\hat{X} = V_k * \Gamma_k$, където $\hat{X} \in R^{n\times N}$, $V_k \in R^{n\times k}$ и $\Gamma_k \in R^{k\times N}$, $k < n$. Целта на задачата е да се апроксимират елементите на множеството векторни данни $X = \{x_i\}_{i=1}^{N}$ по оптимален начин във средно-квадратичен смисъл, т.е. в смисъл на $\min_{\gamma}\left\|X - \hat{X}\right\|_2$. Използването на тази формулировка на оптимизационната задача позволява да се използва проекцията на Галеркин за намиране на оптималното решение от нисък ред. Оптималната проекция, която решава оптимизационната задача (5), за която е в сила $\pi_k \pi_k^* = I_k$ се определя от съотношението:

$$\pi_k = \sum_{i=1}^{k} v_i v_i^T . \qquad (7)$$

За да получим множеството от апроксимирани данни се използва алгоритъма за декомпозиция по сингулярни числа на матрицата X:

$$X = V\Sigma W^T , \qquad (8)$$

Ако приемем, че $V_k \in R^{n\times k}$ представлява първите k стълба на матрицата $V \in R^{n\times n}$, които съответстват на първите k големи сингулярни стойности на $\Sigma \in R^{n\times N}$, а $\Gamma_k = \Sigma_k W^T$, където $W \in R^{N\times N}$ и $\Sigma_k \in R^{k\times N}$ съдържа първите k реда на матрицата Σ, то тогава матрицата от данни X се проектира върху подпространството определено от стълбовете на V_k спазвайки съотношението (6), като $\hat{X} = V_k * \Gamma_k$. В случаите, когато размерността на системата е по-голяма от броя на моментите на дискретизация ($n > N$) можем да решим задачата с по-малка размерност за декомпозиция по сингулярни числа. Изчисляваме декомпозицията по сингулярни числа на матрицата $X^T X$:

$$X^T X = W\tilde{\Sigma}^2 W^T , \qquad (9)$$

където $\tilde{\Sigma}^2 = \Sigma^T \Sigma \in R^{N\times N}$ и съдържа квадрата на сингулярните стойности на матрицата X. Тогава матрицата $\Gamma = \tilde{\Sigma} W^T$, матрицата $V = XW\tilde{\Sigma}^{-1}$ и $X = V * \Gamma$, като приемаме, че $\tilde{\Sigma}$ е несингулярна матрица. Аналогично на (6) се изчислява $\hat{X} = V_k \Gamma_k$. Грешката от апроксимация на матрицата с данните се дава чрез теоремата на Шмидт – Екард – Юнг – Мирски [1]:

$$\min_{\hat{X}, rank(\hat{X})=k}\left\|X - \hat{X}\right\|_2 = \sigma_{k+1}(X), \qquad (10)$$

където $\sigma_{k+1}(X)$ е $(k+1)$-та сингулярна стойност на матрицата X. Най-добрата апроксимация в средно квадратичен смисъл се дава чрез диадичното развитие:

$$\hat{X}_k = \sigma_1 v_1 w_1^T + \sigma_2 v_2 w_2^T + \cdots + \sigma_k v_k w_k^T . \qquad (11)$$

3. Експериментални резултати

Разглеждаме линейната стационарна система описана чрез модел в пространство на състоянията:

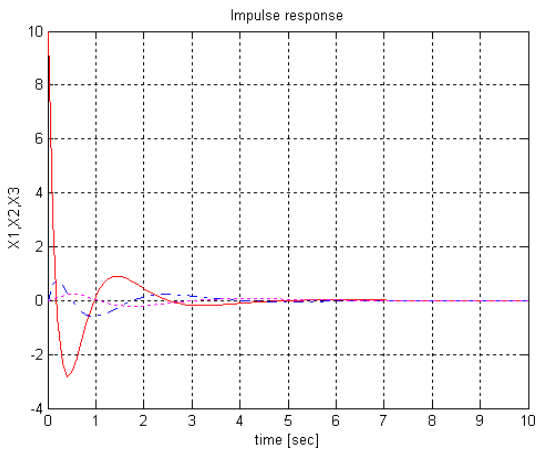
$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \qquad (12.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \qquad t \geq 0, \qquad (12.2)$$

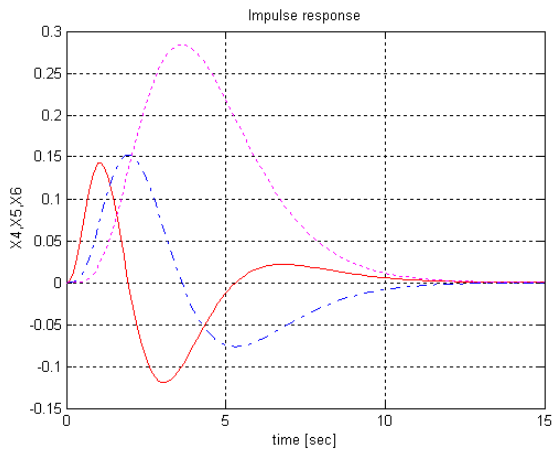
където системните матрици са представени както следва:

$$A=\begin{bmatrix} -9 & -33.01 & -63.07 & -66.18 & -36.2 & -8.08 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \qquad b=\begin{bmatrix} 10 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \qquad (13)$$

$$c=\begin{bmatrix} 0 & -20 & 0 & 0 & -10 & 0 \end{bmatrix}, \qquad d=0.$$



Фиг.1. Тегловни функции по състояние на X1 -----, X2 -.-.-., X3 ……. при k=6



Фиг.2. Тегловни функции по състояние на X4 -----, X5 -.-.-., X6 ……. при k=6

На фиг.1 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите на състоянието x_1, x_2, x_3, а на фиг.2 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите на състоянието x_4, x_5, x_6. Тези графики представят траекториите на системата в интервала $[0,10]sec$ (фиг.1) и $[0,15]sec$ (фиг.2). Формираме матрицата $X=[x(t_1) \quad x(t_2) \quad \cdots \quad x(t_N)]$, където $x(t_i)$ $i=1,2,...,N$ представлява векторът на състоянието за момента t_i. Намираме декомпозицията по сингулярни числа на матрицата X, т.е. $X=V\Sigma W^T$. Сингулярните стойности на матрицата X са следните:

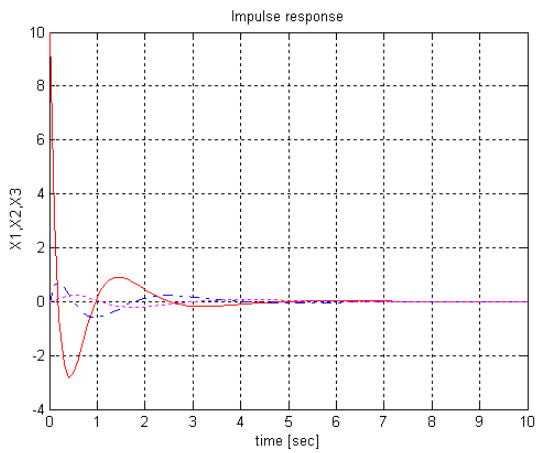
$$\Sigma=(12.01 \quad 2.04 \quad 1.54 \quad 0.97 \quad 0.44 \quad 0.39).$$

Формираме матриците $\hat{X}=V_k\Gamma_k$ за $k=1,2,3,4,5$. V_k съдържа първите k стълба на матрицата V, $\Gamma_k=\Sigma_k W^T$, където Σ_k съдържа първите k реда на матрицата Σ.

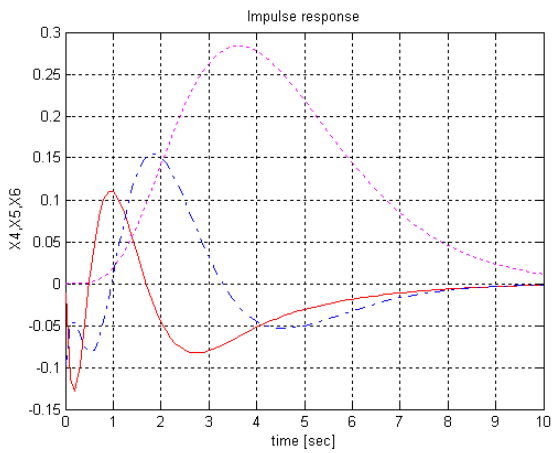
Сингулярните стойности на образуваната по този начин матрица $\hat{X}_4$ са следните:

$$\Sigma_4=(12.01 \quad 2.04 \quad 1.54 \quad 0.97 \quad 0 \quad 0).$$

На фиг.3 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите $\hat{x}_1$, $\hat{x}_2$, $\hat{x}_3$, а на фиг.4 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите на състоянието $\hat{x}_4$, $\hat{x}_5$, $\hat{x}_6$, като $k=4$.



Фиг.3. Тегловни функции по състояние на X1 -----, X2 -.-.-., X3 ……. при k=4

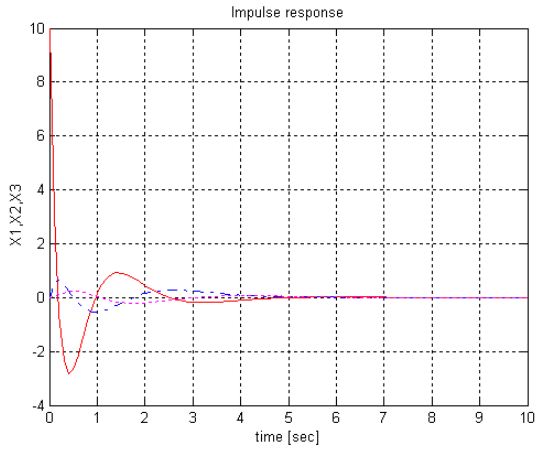


Фиг.4. Тегловни функции по състояние на X4 -----, X5 -.-.-., X6 ……. при k=4

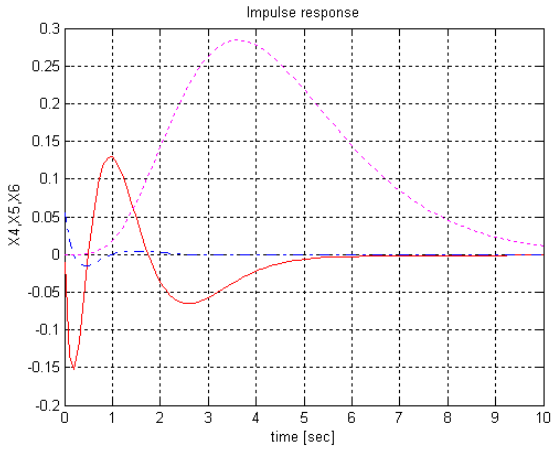
Сингулярните стойности на матрицата $\hat{X}_2$ $(k=2)$ са следните:

$$\Sigma_2 = (12.01 \quad 2.04 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0).$$

На фиг.5 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите $\hat{x}_1$, $\hat{x}_2$, $\hat{x}_3$, а на фиг.6 са показани тегловните функции по състояние на системата за променливите на състоянието $\hat{x}_4$, $\hat{x}_5$, $\hat{x}_6$ като $k=2$.



Фиг.5. Тегловни функции по състояние на X1 -----, X2 -.-.-., X3 ……. при k=2



Фиг.6. Тегловни функции по състояние на X4 -----, X5 -.-.-., X6 ……. при k=2

От фигурите 1 – 6 могат непосредствено да се наблюдават по-съществените разлики между тегловните функции по състояние при изменение на броя на стълбовете на ортогоналната матрица V за променливите $\hat{x}_4$ и $\hat{x}_5$.

За линейната система (12) тегловната функция по състояние се задава чрез израза $x(t) = e^{At}b$. Тогава матрицата X, чиито стълбове са векторите на състоянието за различни моменти от време, се записва във вида:

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_N] = [e^{At_1}b \quad e^{At_2}b \quad \cdots \quad e^{At_N}b]. \qquad (14)$$

Смяната на базиса на линейната система се осъществява чрез преобразуванията на подобие $\overline{A} = Q^{-1}AQ$, $\overline{b} = Q^{-1}b$, $\overline{c} = cQ$, а ако базисът е ортогонална система от вектори, то са в сила съотношенията $\overline{A} = V^T AV$, $\overline{b} = V^T b$, $\overline{c} = cV$. Използвайки

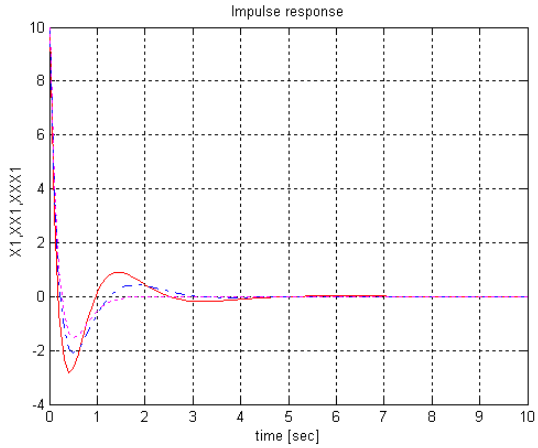
представянето на матричната експонента в ред на Тейлор получаваме преобразуваната матрица:

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 & \bar{x}_2 & \cdots & \bar{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\bar{A}t_1}\bar{b} & e^{\bar{A}t_2}\bar{b} & \cdots & e^{\bar{A}t_N}\bar{b} \end{bmatrix} = V^T \begin{bmatrix} e^{At_1}b & e^{At_2}b & \cdots & e^{At_N}b \end{bmatrix} = V^T X \quad (15)$$

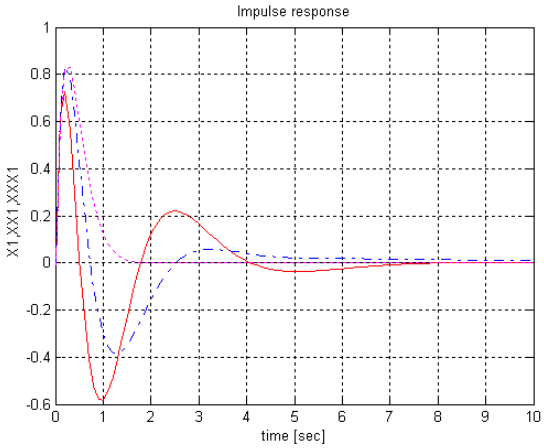
Ако вместо матрицата V, използваме матрицата $V_k \in R^{n\times k}$, която съдържа първите k стълба на V и формира проекция на Галеркин $\pi_k = V_k V_k^T$, $V_k^T V_k = I_k$, то тогава получаваме модела на редуцираната система от k – ти ред във вида: $\bar{A}_k = V_k^T A V_k$, $\bar{b}_k = V_k^T b$, $\bar{c}_k = cV_k$. Тогава умножавайки вектора $\bar{x}_i$ с матрицата V_k, получаваме

$$V_k \bar{x}_i = \hat{x}_i = V_k V_k^T e^{At_i} b = \pi_k e^{At_i} b, \qquad i = 1,2,\ldots,N \qquad (16)$$

което е проекция на Галеркин на вектора $x_i = e^{At_i} b$ върху $spancol(V_k)$.

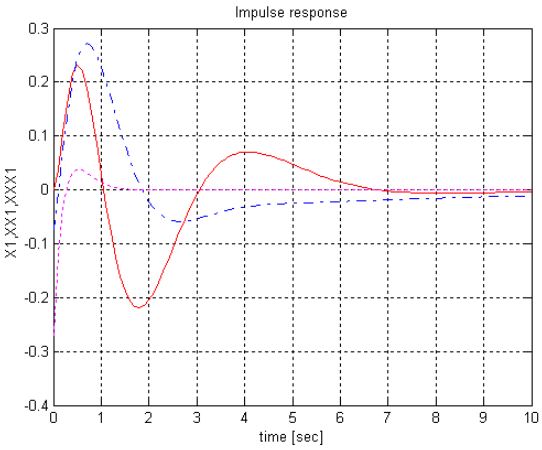


Фиг.7. Тегловни функции по състояние на X1 ----- k=6, X1 -.-.-. k=4, X1 …… k=2

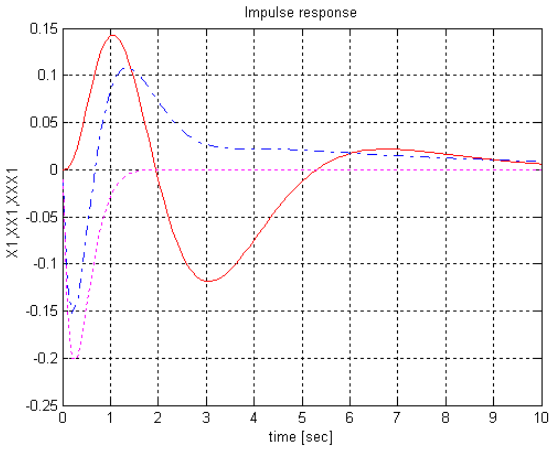


Фиг.8. Тегловни функции по състояние на X2 ----- k=6, X2 -.-.-. k=4, X2 …… k=2

На фиг.7 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_1 за $k = 6$, $k = 4$ и $k = 2$, а на фиг.8 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_2 за $k = 6$, $k = 4$ и $k = 2$.



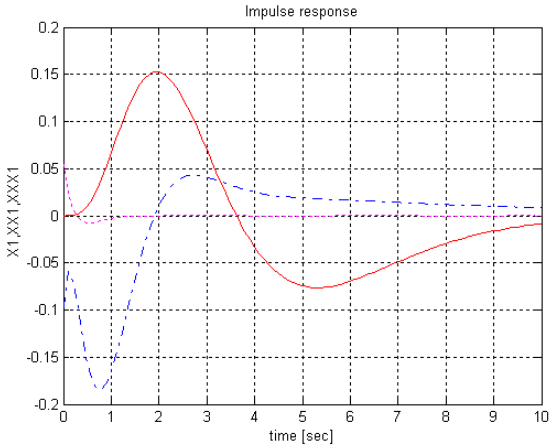
Фиг.9. Тегловни функции по състояние на X3 ----- k=6, X3 -.-.-. k=4, X3 …… k=2



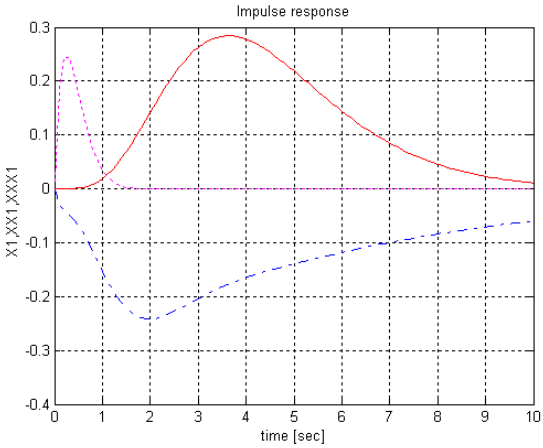
Фиг.10. Тегловни функции по състояние на X4 ----- k=6, X4 -.-.-. k=4, X4 …… k=2

Тегловните функции по състояние са получени от системата от редуциран ред като проекция върху пространството генерирано от стълбовете на матрицата V_k. На фиг.9 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_3 за

$k=6$, $k=4$ и $k=2$, а на фиг.10 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_4 за $k=6$, $k=4$ и $k=2$.



Фиг.11. Тегловни функции по състояние на X5 ----- *k*=6, X5 -.-.-. *k*=4, X5 …… *k*=2



Фиг.12. Тегловни функции по състояние на X6 ----- *k*=6, X6 -.-.-. *k*=4, X6 …… *k*=2

На фиг.11 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_5 за $k=6$, $k=4$, $k=2$, а на фиг.12 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_6 за $k=6$, $k=4$ и $k=2$. Непосредствено се вижда, че с намаляване на реда на модела, точността на апроксимация намалява. Грешката от апроксимация за отделните променливи на състоянието се получава както следва:

$k=4: \|x_1-\hat{x}_1\|_2 = 3.0975$, $\|x_1-\hat{x}_1\|_\infty = 1.14$, $k=2: \|x_1-\hat{x}_1\|_2 = 4.4177$, $\|x_1-\hat{x}_1\|_\infty = 1.7043$

$k=4: \|x_2-\hat{x}_2\|_2 = 1.4258$, $\|x_2-\hat{x}_2\|_\infty = 0.4488$, $k=2: \|x_2-\hat{x}_2\|_2 = 2.2215$, $\|x_2-\hat{x}_2\|_\infty = 0.778$

$k=4: \|x_4-\hat{x}_4\|_2 = 0.731$, $\|x_4-\hat{x}_4\|_\infty = 0.1632$, $k=2: \|x_4-\hat{x}_4\|_2 = 0.837$, $\|x_4-\hat{x}_4\|_\infty = 0.2231$

$k=4: \|x_6-\hat{x}_6\|_2 = 2.9165$, $\|x_6-\hat{x}_6\|_\infty = 0.4696$, $k=2: \|x_6-\hat{x}_6\|_2 = 1.6455$, $\|x_6-\hat{x}_6\|_\infty = 0.284$

От изразите за грешката се вижда, че с намаляване на параметъра *k*, грешката от апроксимация нараства с изключение на последната променлива от тегловната функция по състояние $\hat{x}_6$. В този случай грешката от апроксимация намалява, което се обяснява с обратния знак на тегловната функция по състояние при $k=6$ и $k=4$. В следващите изрази представяме относителната грешка на векторите на състоянието.

$k=4$: $\|x_1-\hat{x}_1\|_2 / \|x_1\|_2 = 0.258$, $\|x_1-\hat{x}_1\|_\infty / \|x_1\|_\infty = 0.114$,

$k=2$: $\|x_1-\hat{x}_1\|_2 / \|x_1\|_2 = 0.368$, $\|x_1-\hat{x}_1\|_\infty / \|x_1\|_\infty = 0.1704$,

$k=4$: $\|x_2-\hat{x}_2\|_2 / \|x_2\|_2 = 0.726$, $\|x_2-\hat{x}_2\|_\infty / \|x_2\|_\infty = 0.619$,

$k=2$: $\|x_2-\hat{x}_2\|_2 / \|x_2\|_2 = 1.1312$, $\|x_2-\hat{x}_2\|_\infty / \|x_2\|_\infty = 1.0734$

$k=4$: $\|x_6-\hat{x}_6\|_2 / \|x_6\|_2 = 1.8639$, $\|x_6-\hat{x}_6\|_\infty / \|x_6\|_\infty = 1.6537$,

$k=2$: $\|x_6-\hat{x}_6\|_2 / \|x_6\|_2 = 1.0516$, $\|x_6-\hat{x}_6\|_\infty / \|x_6\|_\infty = 1.0000$.

От горните изрази се вижда непосредствено, че с увеличаване на поредния номер на тегловната функция по състояние и с намаляване на параметъра *k*, относителната грешка се увеличава за разлика отново при шестата компонента, където при $k=2$ грешката е по-малка отколкото при $k=4$.

4. Заключение

Този доклад разглежда метода на правилната ортогонална декомпозиция за редуциране на реда на модела на динамични системи. Методът на правилната ортогонална декомпозиция се основава на експериментални или симулационни данни събрани от траекторията на динамичната система. Данните от траекторията се апроксимират чрез проекция върху определено подпространство на пространството на състоянията. Операторът на проекцията се представя чрез ортогонална матрица, която се определя от преобразувание на подобие на системните матрици. При съкращаване на част от стълбовете на тази матрица се формира операторът на проекция на Галеркин, чрез който се осъществява редукцията на реда на динамичната система. Изследвани са различни случаи на апроксимация, като траекториите на получените системи от редуциран ред са сравнени с траекторията на системата от пълен ред. Експерименталните резултати потвърждават ефективността на метода на правилната ортогонална декомпозиция за апроксимация на линейни динамични системи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Antoulas, A., *Approximation of large – scale dynamical systems*, SIAM Publ., Philadelphia, 2005
2. Glover, K., “All optimal Hankel – norm approximation of linear multivariable systems and their L^{∞} error bounds”, *Intern Journ. Contr.*, vol. 39, № 6, pp. 1115 – 1193, 1984
3. Hinze, M., S. Volkwein, “Proper orthogonal decomposition surrogate models for nonlinear dynamical systems: Error estimates and suboptimal control”, in *Dimension reduction of large-scale systems. Lecture Notes in Computational Science and Engineering*, eds. Benner, P., V. Mehrmann, D. Sorensen, Springer, pp. 261 - 306, 2005
4. Moore, B., “Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability and model reduction”, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol. 26, № 1, pp. 17 – 32, 1981
5. Pinnau, R., “Model reduction via proper orthogonal decomposition”, in *Model order reduction. Theory, research aspects and applications*, edts. Schilders, W., H. van der Vorst and J. Rommes, Springer, pp. 95 - 109, 2008
6. Rowley, C., “Model reduction for fluids, using balanced proper orthogonal decomposition”, *Inter. Journ. Bifur. Chaos Appl. Sci. Eng.*, vol. 15, № 3, pp. 997 – 1013, 2005

Автор: Камен Перев, доц. д-р - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически университет - София, E-mail address: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2013 **Рецензент:** чл. кор. проф. дтн П. Петков

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

РОБАСТНО УПРАВЛЕНИЕ НА МОДЕЛ НА ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ ОСНОВАНО НА ЛМН

Андрей Йончев

Резюме: *Тази статия е свързана с изследване на динамичното поведение на модел на летателен апарат при наличие на параметрична неопределеност. Тук се разглежда промяна стойността на параметър на линеаризирания системен модел на хеликоптер. Провеждат се научни изследвания свързани с робастни, основани на решаване на линейни матрични неравенства (ЛМН): H_∞ оптимален синтез и проектиране на моделно прогнозиращо управление, реализирано като обратна връзка. Качеството на системата се изучава за двете робастни управляващи устройства, основани на ЛМН. Представените симулационни резултати разкриват предимствата на проектираните робастни системи за управление.*

Ключови думи: *модел на летателен апарат, ЛМН робастно управление*

ROBUST LMI BASED CONTROL OF AN AICRAFT SYSTEM MODEL

Andrey Yonchev

Abstract: *The paper is connected with investigation of the dynamic behavior of a aircraft model in case of parametric uncertainty. Here we consider a parameter variation of the linearized aircraft system model. The scientific investigations are concerned with both robust linear matrix inequalities (LMI) based: H_∞ optimal synthesis and model predictive state-feedback controller design. The system performance is studied for both robust LMI based controllers. The presented simulation results reveal the advantages of the designed robust control systems.*

Keywords: *aircraft system model, LMI based robust control*

1. Introduction

Robust flight control is of interest to control engineers because environmental changes vary during flight. Controlling vertical takeoff and landing (VTOL) aircraft is not a simple task. Numerous control designs for stabilization and trajectory tracking have been proposed for VTOL aircraft control systems [1, 2, 13]. All used methods require the mathematical model of the VTOL aircraft control system to determine the control law.

Model predictive control has been applied widely in industry because the corresponding algorithms can be easily implemented, large size systems with many varia-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

bles and input and state constraints can be successfully controlled [3, 4, 14]. Model predictive control is also robust against system uncertainties and external disturbances.

The goal of this paper is to derive stabilizing robust H_∞ optimal and model predictive state-feedback controllers. Stability and performance specifications have to be transformed in terms of LMIs.

The effectiveness of LMI approach remains valuable for several reasons. To begin with it is applicable to all plants without restrictions on infinite or pure imaginary invariant zeros. In addition LMI based design is practical and interesting thanks to the availability of efficient convex optimization algorithms [6] and software [7] plus the MATLAB package Yalmip and SeDuMi solver.More information about LMI based techniques can be obtained in [8, 9].

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we shortly describe the aircraft system model. Section 3 presents some theory concerning the robust LMI based H_∞ optimal and model predictive state-feedback controllers. In Section 4 we present the obtained simulation results before we finish in Section 5 with a conclusion.

2. System description

VTOL aircraft control systems are complex and highly nonlinear. During flight, the aerodynamic parameters vary considerably. For the sake of simplicity, a linearized VTOL model with a minimal number of states and inputs is often utilized to validate the design of new control methods.

Define the state vector $x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, where x_1 is the horizontal velocity, x_2 is the vertical velocity, x_3 is the pitch rate, and x_4 is the pitch angle. The simplified dynamic equations of this VTOL aircraft in the vertical plane can be described as [5]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + v(t,x) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad , \qquad (1)$$

where A, B, and C are the system matrices. In (1), $u = [u_1, u_2]^T$ is the control input, consisting of the collective pitch control u_1 and the longitudinal cyclic pitch control u_2; $v(t, x)$ is the lumped perturbations, consisting of the system uncertainty ΔAx and the wind gust; and y_1 is the vertical speed. The control input u_1 collectively alters the pitch angle (angle of attack with respect to the air) of the main rotor blades to provide vertical moment, and the control input u_2 tilts the main rotor disk by individually varying the pitch of the main rotor blades to provide horizontal movement.

3. Theoretical preliminaries

The considered aircraft system can be described using the following polytopic model.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + B_1(t)w + B_2(t)u \\ z_\infty &= C_1(t)x + D_{11}(t)w + D_{12}(t)u \\ z_2 &= C_2(t)x + D_{22}(t)u \end{aligned} \qquad (2)$$

with state-space matrices varying in a polytope:

$$\begin{pmatrix} A(t) & B_1(t) & B_2(t) \\ C_1(t) & D_{11}(t) & D_{12}(t) \\ C_2(t) & 0 & D_{22}(t) \end{pmatrix} \in Co\left\{ \begin{pmatrix} A_k & B_{1k} & B_{2k} \\ C_{1k} & D_{11k} & D_{12k} \\ C_{2k} & 0 & D_{22k} \end{pmatrix} : k = 1,...K \right\}. \quad (3)$$

Here with w we denote the disturbance signal. Such polytopic models are useful to represent plants with uncertain and/or time-varying parameters [8]. The system matrix

$$S(t) = \begin{pmatrix} A(t) & B_1(t) & B_2(t) \\ C_1(t) & D_{11}(t) & D_{12}(t) \\ C_2(t) & 0 & D_{22}(t) \end{pmatrix}$$

varies within a fixed polytope of matrices,

$$S(t) \in Co\{S_1,...,S_k\} := \left\{ \sum_{i=1}^{k} \alpha_i S_i : \alpha_i \geq 0, \sum_{i=1}^{k} \alpha_i = 1 \right\} \quad (4)$$

where $s_1, \ldots s_k$ are given vertex systems:

$$S_1 = \begin{pmatrix} A_1 & B_{11} & B_{21} \\ C_{11} & D_{111} & D_{121} \\ C_{21} & 0 & D_{221} \end{pmatrix}, ..., S_k = \begin{pmatrix} A_k & B_{1k} & B_{2k} \\ C_{1k} & D_{11k} & D_{12k} \\ C_{2k} & 0 & D_{22k} \end{pmatrix}. \quad (5)$$

In other words, $S(t)$ is a convex combination of the system matrices $S_1, \ldots S_k$. The nonnegative numbers $a_1, \ldots a_k$ are called the polytopic coordinates of *S*.

For the aircraft system described by (2)-(3) we have the following two vertex systems:

$$A_{LOW} = \begin{pmatrix} -0.0360 & 0.0271 & 0.0188 & -0.0455 \\ 0.0482 & -1.0100 & 0.0024 & -4.0208 \\ 0.1000 & q_{LOW} & -0.7070 & 1.3000 \\ 0 & 0 & 1.000 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.4422 & 0.1761 \\ 3.0447 & -7.5922 \\ -5.5200 & 4.9900 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{UP} = \begin{pmatrix} -0.0360 & 0.0271 & 0.0188 & -0.0455 \\ 0.0482 & -1.0100 & 0.0024 & -4.0208 \\ 0.1000 & q_{UP} & -0.7070 & 1.3000 \\ 0 & 0 & 1.000 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.4422 & 0.1761 \\ 3.0447 & -7.5922 \\ -5.5200 & 4.9900 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

and for the nominal value of the parameter *q*, i.e. $q_{NOM}=0.3681$

$$A_{NOM} = \begin{pmatrix} -0.0360 & 0.0271 & 0.0188 & -0.0455 \\ 0.0482 & -1.0100 & 0.0024 & -4.0208 \\ 0.1000 & q_{NOM} & -0.7070 & 1.3000 \\ 0 & 0 & 1.000 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.4422 & 0.1761 \\ 3.0447 & -7.5922 \\ -5.5200 & 4.9900 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

where the aicraft system model parameter q takes values in the interval: $q_{LOW} = -0.6319 \leq q \leq 1.3681 = q_{UP}$.

We use *Robust Control Toolbox* of Matlab® to define the polytopic model (2) of the aircraft system model and to perform the robust H_∞ optimal state-feedback synthesis using the LMI technique. We assume full measurement of its state vector. Denoting by $T_\infty(s)$ the closed-loop transfer function from w to z_∞ our goal is to design a state-feedback law $u = Kx$ that maintains the H_∞ norm of $T_\infty(s)$ below some prescribed val-

ue $\gamma_0 > 0$. In order to perform the H_∞ optimal state-feedback synthesis using the LMI technique we seek a single quadratic Lyapunov function $X := X_\infty$ that enforces the required design objectives in the polytope and the following system of LMI has to be solved [10]:

Minimize γ^2 over *Y*, *X*, *Q* and γ^2 subject to

$$\begin{pmatrix} A_k X + XA^T{}_k + B_{2k}Y + Y^T B_{2k}{}^T & B_{1k} & XC^T{}_{1k} + YD^T{}_{12k} \\ B_{1k}{}^T & -I & D^T{}_{11k} \\ C_{1k}X + D_{12k}Y & D_{11k} & -\gamma^2 I \end{pmatrix} < 0$$

$$\gamma^2 < \gamma^2{}_0. \tag{6}$$

Denote the optimal solution by $(X^*, Y^*, Q^*, \gamma^*)$, the corresponding state-feedback gain is given by $K^* = Y^*(X^*)^{-1}$. This gain guarantees the worst case performance: $\|T_\infty(s)\|_\infty \le \gamma^*$.

Now let us consider some theoretical aspects of the robust model predictive LMI based control problem. The model for uncertain systems considered in this paper is a linear time-varying (LTV) system:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A(k)x(k) + B(k)u(k) \\ y &= Cx(k) \end{aligned} \tag{7}$$

where $x \in R^{n_x}, u \in R^{n_u}$, and $y \in R^{n_y}$ are the state, input and output variables, respectively, and *k* is the current time.

The uncertainties of the system are defined on the system matrices $A(k)$ and $B(k)$ with a specified set (a polytope) Ω:

$$\Omega = \mathrm{Co}\{[\mathrm{A}_1, \mathrm{B}_1], ..., [\mathrm{A}_\mathrm{L}, \mathrm{B}_\mathrm{L}]\}$$

where *Co* denotes the convex hull and *L* is the number of vertices.

For the model predictive control problem the following quadratic function is defined:

$$J(k) = \sum_0^H [x(k+i)^T Qx(k+i) + u(k+i)^T Ru(k+i)].$$

Using the min-max approach [11] the optimization problem is formulated as follows:

$$\min_{u(k+1), i=0,...,H} \left(\max_{[A(k+i), B(k+i) \in \Omega]} J(k) \right).$$

Instead of using $\left(\max_{[A(k+i), B(k+i) \in \Omega]} J(k) \right)$, an upper bound *V(x)* - a Lyapunov function can be used:

$$\left(\max_{[A(k+i), B(k+i) \in \Omega]} J(k) \right) < V(x).$$

Therefore, an upper bound is derived and the original optimization problem can be reformulated as follows:

$$\min_{u(k+1), i=0,...,H} (V(x)),$$

which still implicitly depends on uncertainties. This problem leads to the optimization involving LMIs, by which a constant upper bound is derived. Then this upper bound is minimized by a constant state-feedback control law $u(k+i) = Fx(k+i), F = YS^{-1}$, where S>0 and Y are obtained from the solution of the following linear minimization problem [12]:

$$\begin{aligned} &\min_{\gamma,S,Y} \gamma \\ &\begin{bmatrix} 1 & x(k)^T \\ x(k) & S \end{bmatrix} \geq 0 \\ &\begin{bmatrix} S & SA^T + Y^T B^T & SQ^{1/2} & Y^T R^{1/2} \\ AS + BY & S & 0 & 0 \\ Q^{1/2} S & 0 & \gamma I & 0 \\ R^{1/2} Y & 0 & 0 & \gamma I \end{bmatrix} \geq 0. \end{aligned} \tag{8}$$

The main concept of the LMI approach is that at each time instant, the stated optimization problem (8) is solved.

4. Simulation experiments

In this section we investigate the control system performance using the designed robust LMI based H_∞ optimal and model predictive state-feedback controllers. In fig. 1 we present the time responses of the aircraft model with the designed H_∞ LMI based robust optimal controller for the two polytopic systems and for the nominal one. It is obvious that the time domain specifications satisfy the technological requirements of the aircraft system model.

The designed robust H_∞ LMI based robust controller ensures H_∞ performance γ=2.484e-004. The quadratic stability of the considered polytopic system with the same controller is also ensured.

In figures 2-4 we present the time responses of the discretized aircraft model with the designed robust model predictive LMI based optimal controller for the two polytopic systems and for the nominal one. In this case the time domain specifications satisfy the technological requirements of the aircraft system model.

The presented numerical examples show that the investigated control methods:

H_∞ optimal and model predictive state-feedback design ensure stability and robustness of the VTOL aircraft system.

5. Conclusion

This paper considered the dynamic behavior of a aircraft system model in case of parametric uncertainty. The polytopic model with one parameter was studied. The investigations were focused on robust LMI based H_∞ optimal and model predictive state-feedback controllers. The system performance was investigated for both robust controllers. The simulation results obtained from the both LMI based H_∞ optimal and model predictive state-feedback controllers were presented. They show the advantages of the designed robust control systems. Using these approaches the time do-

main specifications satisfy the technological requirements of the aircraft system model.

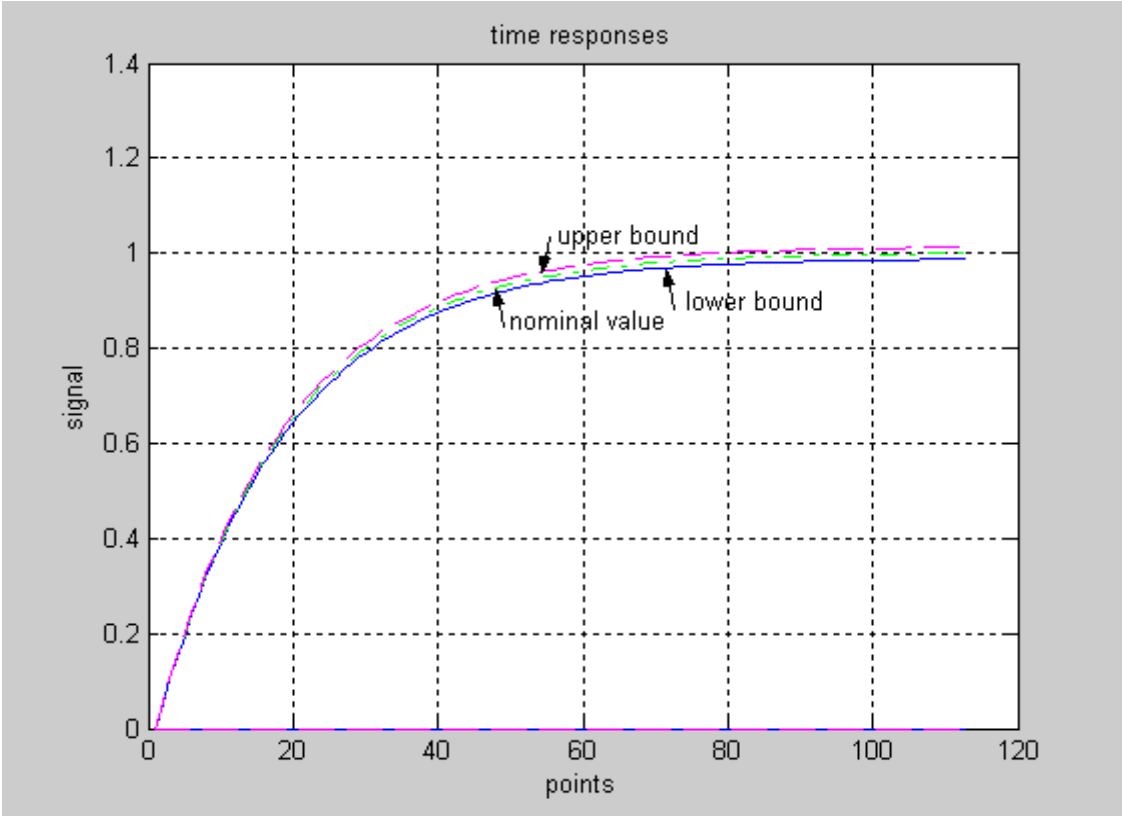


Figure 1. Polytopic systems responses with H_∞ controller

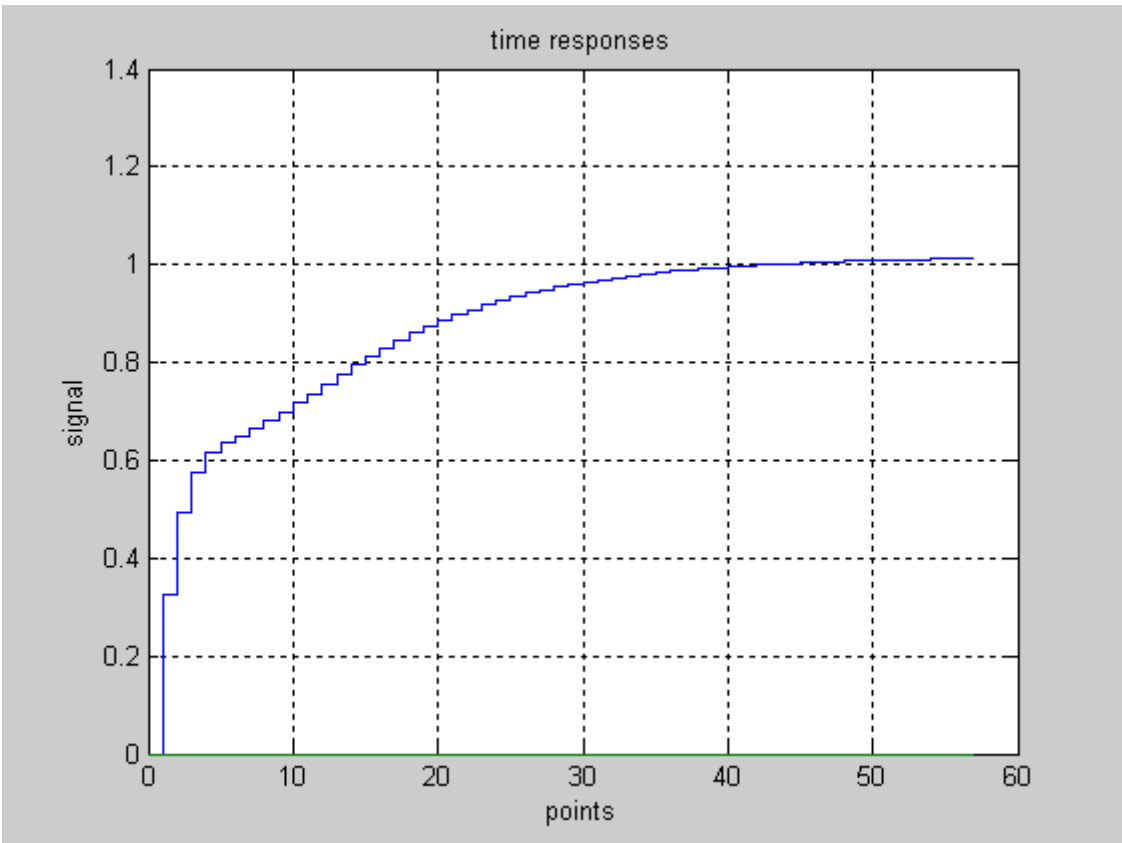


Figure 2. Polytopic system1-up responses with robust model predictive controller

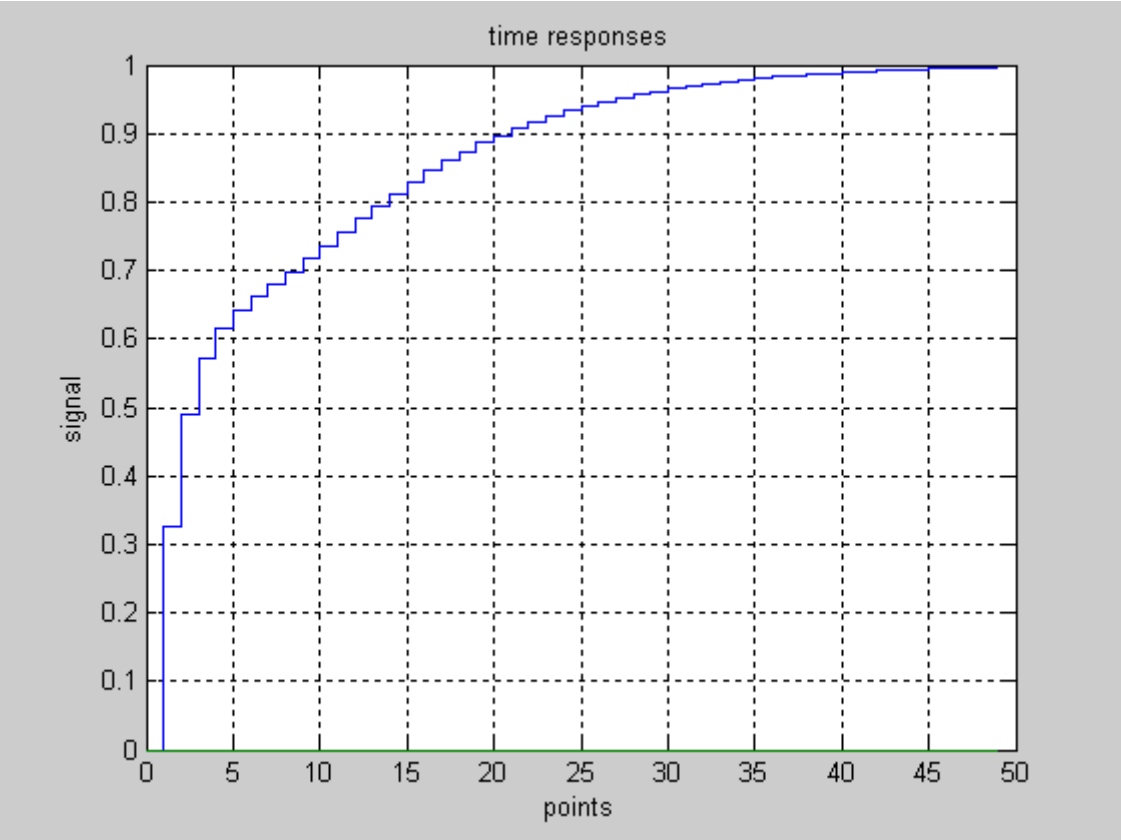


Figure 3. Polytopic system2-low responses with robust model predictive controller

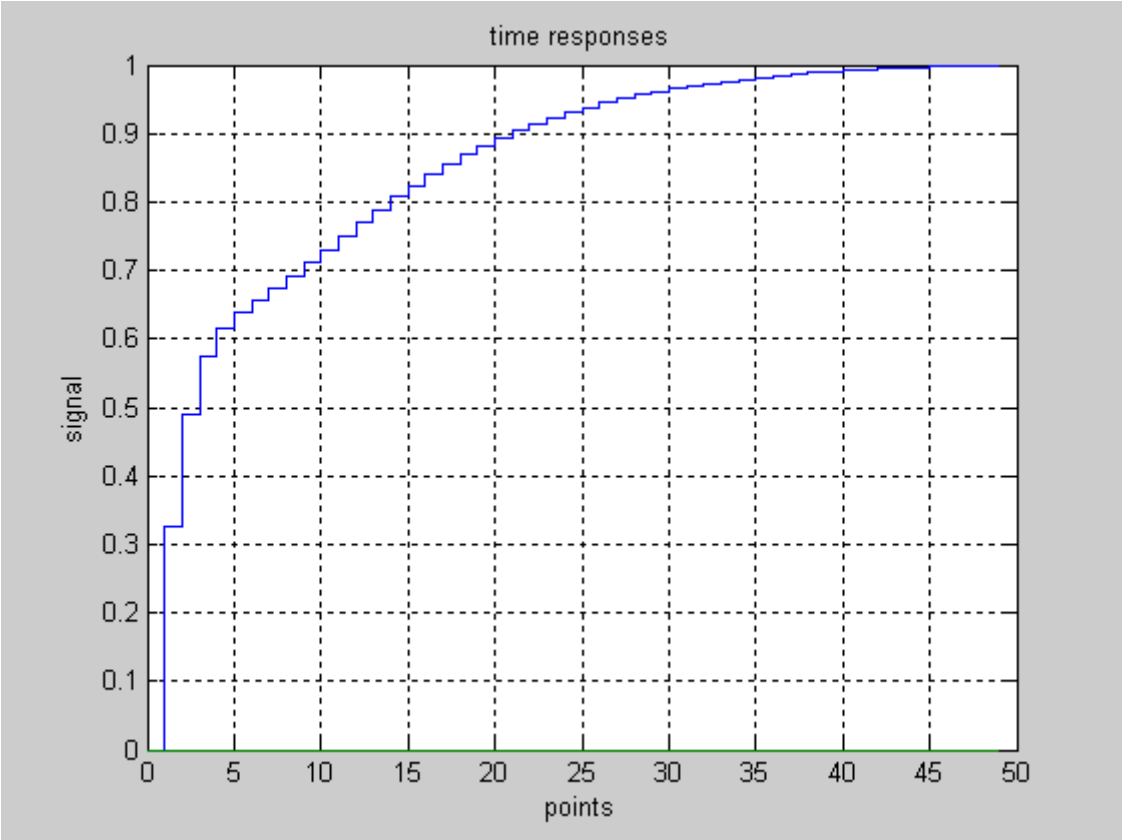


Figure 4. Polytopic system3-nominal responses with robust model predictive controller

LITERATURE

[1] K. D. Do, Z. P. Ziang, and J. Pan, ***On global tracking control of a VTOL aircraft without velocity measurements***.IEEE Trans. On Automat. Contr.. vol. 48, mo. 12, pp. 2212-2217, 2003.

[2] Y. J. Huang, T. C. Kuo, and H.K. Way, ***Robust vertical takeoff and landing aircraft control via integral sliding mode***, IEEE Proceedings – Control Theory and Applications, vol. 150, no. 4, pp.383-388, 2003.

[3] J. M. Maciejowski, ***Predictive Control with Constraints,*** Prentice Hall.

[4] Dale, E., Seborg, ***A perspective on advanced strategies for process control***, Modelling Identification and Control, vol. 15, no.3, pp.179-189, 1994.

[5] S. N. Singh, A. R. Coelho, ***Nonlinear Control of Mismatched Linear Systems and Application to Control of Aircraft,*** J. Dyn. Sys., Meas., Contr. 106(3), pp.203-210**.**

[6] Y. Nestorov and P. Gahinet, ***Interior-Point Polynomial Algorithms in Convex Programming***, SIAM, Philadelphia, PA,1994.

[7] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. Laub, and M. Chilali. ***LMI Control Toolbox for Use with MATLAB***. The MathWorks, Inc., 2000

[8] Boyd, S. L. El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, ***Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory***, SIAM books, Philadelphia, 1994.

[9] A. Yonchev, M. Konstantinov, and P. Petkov. ***Linear Matrix Inequalities in Control Theory***, Demetra, Sofia, 2005. ISBN 954:9526-32-1 (in Bulgarian).

[10] Khargonekar, P.P, and M. A. Rotea, ***"Mixed H_2/H_∞ Control: a Convex Approach***," IEEE Aut.Contr., 39 (1991), pp.824-837.

[11] T. Boom, and T. Backx. ***Lecture Notes for the MPC DISC Course***, 1999.

[12] M. V. Kothare, V. Balakrishnan, and M. Morari. ***Robust constraint model predictive control using linear matrix inequalities***. Automatica, 32 (10):1361-1379, 1996

[13] F. Lin, W. Zhang, and R. D. Brandt. ***Robust hovering control of a PVTOL aircraft***. IEEE Trans. Control System Technology, vol. 7, no. 3, pp. 343-351, 1999

[14] F. Borreli, A. Bemporad, and M. Morari. ***Predictive Control for Linear and Hybrid Systems***, 2012.

Authors: Andrey Yonchev, assoc. prof. PhD from the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics in the Technical University - Sofia,

E-mail address: *ayonchev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2013 **Рецензент:** чл. кор. проф. дтн П. Петков

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ТЕХНИЧЕСКИ ПОДХОДИ И ЕЛЕМЕНТИ НА ТЕЛЕМЕДИЦИНАТА

Иван Евгениев, Веселин Георгиев

Резюме: *Тази статия представя някои резултати и идеи, получени при проведени изследвания в областта на телемедицината. Обектите на изследване са основно в две области – представяне на 3D медицински изображения и приложение на интелигентни мобилни устройства като изграждащ елемент на телемендицински приложения. Това проучване е базирано на съвместна работа с представители на Медицински университет София.*

Ключови думи: *Телемедицина, 3D телеконференция, 3D отдалечено присъствие, стереоскопично виждане, изчислителна производителност, мобилни сензори, интелигентно мобилно устройство*

TECHNICAL APPROACHES IN TELEMEDICINE

Ivan Evgeniev, Vesselin Gueorguiev

Abstract: *The aim of this paper is to present some ideas and result of current research oriented to some technical aspects of telemedicine. Preliminary tests and investigations are oriented to both 3D medical imaging and application of smart mobile devices as element of telecare applications. This research is based on join work with physicians from Medical University Sofia.*

Keywords: *Telemedicine,3D teleconference, 3D telepresence, stereoscopy vision, computational performance, mobile sensors, smart mobile device*

1. Introduction

Global networks and mobile technologies remove the necessity for medical practitioners to be in the constant physical presence of their patients to make a diagnosis or perform procedures. Key technologies include: AI therapists, App-driven diagnostics, AR surgery assistance, data-driven diagnostics, data-driven patient communities, full-body simulation, full-brain simulation, m-Health, natural language processing, remote virtual presence, robotic healthcare assistants, robotic surgery, telemetrics, and virtual triage. Telemedical applications have the potential to reduce differences in life quality for many people because they allow the treatment of patients over long distances. This is the main goal of the Telemedicine - to provide permanent and rapid remote access to physicians using telecommunications, computer and information technologies, regardless of the patient's and the physician's locations. These predetermine the need of a wide variety of communication technologies for telemedicine purposes:

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

from simple phones and emails, via satellite communications and reach to video-monitoring and video-conference systems.

The aim of this paper is to present some results of a research of current 3D capturing and visualization systems, applicability of smart devices for telemedical purposes, performance analysis, software environments and development tools, mobile OSes.

2. Visualisation - medical images, processing and presentation, 3D vision

Using up-to-date technologies is of crucial importance for telemedicine. Video communication in telemedicine into videoconference and telepresence offers the following [1]:

- The main goal of video-conference applications in telemedicine is to provide real-time visual and audio patient assessment. This type of applications was developed to connect physicians with patients located in isolated areas at which climatic or geographical conditions makes doctor or patient transportation difficult and costly, resulting in inequalities in patient care. Teleconsultation, telepsychiatry and tele-education are well-known examples.
- Telepresence in general means projecting virtual images of the operative field to remote sites. Surgical telementoring, teledermatology, teleophtalmology, tele-trauma, and emergency telemedicine are some examples of telepresence practice in telemedicine.

Three-dimensional (3D) graphics creates new abilities to present visual data and information. In Telemedicine this creates many new ideas for 3D visualization of human internal organs in their true form and shape, analysing and manipulation of 3D structures from the captured 3D image(s) [2]. This is significant for a number of diagnostic and therapeutic applications but this is an off-line activity. Surgical telemonitoring, emergency telemedicine and telepsychiatry need real-time activities [3][4][5]. All these treatments need real-time 3D vision.

Two elements of current video communication technology have critical importance for Telemedicine: peripherals (sensors, devices) and a video-audio-data transfer. Our tests and analyses show that video-audio transfer is not the main problem for using new 3D vision technologies in Telemedicine: today's technology allows the transferring of high-quality video and audio data over extremely short delay times (latency).

The main problem is in devices. We split our investigations in two directions: devices for capturing real 3D images and devices for 3D visualization. During tests we ascertain the fact that the input of 3D visualization device is a dominant characteristic for the 3D vision system.

As 3D capturing devices we investigated many different devices and technologies and some of them are as follows:

- 3D scanners. Our tests with selected devices concluded that the quality isn't suitable for medical purposes.
- Stereoscopy based on linked 2D cameras: Our tests are oriented to investigate the abilities to use two classical 2D photo cameras for creating 3D live vision. The result shows that the main limiting characteristic is the possibility to control

directly camera's firmware. The second problem is video output format and how to connect cameras with existing 3D autostereoscopy monitors.

- Stereoscopy cameras: We test two different brands – based on industrial cameras and 3D photo camera.

Our choice is 3D real-time capturing based on industrial stereo cameras. The advantage of this decision is good quality (resolution 1280 x 720, 30 fps, true-type colours) and possibility for manual and remote control. The limitation is the communication between the stereo cameras and the 3D stereo output device.

The second part of the 3D vision systems is the 3D visualization device. The full and natural 3D visualisation is only the hologram. Creation of moving holograms is not possible today. Virtual reality (VR) environments are the most close to this effect. Preparation and presentation images in VR need specific approaches. Some of aspects are presented in [6][7]. One main problem for VR reality use is the full isolation of the participant from the environment. For many medical purposes this is unacceptable.

In the presented investigation three main categories of 3D displays are explored:

- Active stereo 3D: Shutter glasses are used to produce the 3D effect for the user and actively separate the images seen by the left and right eye.
- Passive stereo 3D: Two types of passive systems are on market.
    - Some passive displays are created using dual display technology: two displays present images with different polarization, and they are typically aligned with a half-mirror that permits the light from both displays to be presented together to the user's eyes. This approach allows full brightness and full resolution stereo to be presented to the user. The price is too big.
    - The single display method is more common method: special films are applied to the screen instead to produce the 3D effect, and polarized glasses separate the images for the left and right eye.
- Autostereoscopic 3D: This means that no glasses are required.
    - Single Viewer: devices work with two perspectives built up approximately 70 cm in front of the display.
    - Multi Viewers: a number of different perspectives are projected in front of the screen. Since these perspectives are horizontally spread, many users can see in 3D at the same time in a wide area standing or sitting comfortably around the display.

The results of our tests are:

- Glasses-based technologies: Based on the quality of 3D vision our preference for telemedical visualization devices is NVIDIA GeForse 3DVision technology. It uses active glasses and presented speed and quality of 3D are remarkable. The main problem and limitation are glasses.
- The glass-free 3D vision is the future of telemedical 3D video communication. The limitations are two: a) the price (more than 6000 Euro per monitor and more than 20000 Euro for bi-directional 3D video communication) and b) the number

of observers. For all medical purposes which need simulation of 'face-to-face' meeting this technology looks to be the only solution.

3. Smart devices and mobile sensors in telemedicine

Discussing the personal health care environment we one cannot omit investigations in biosensors. Currently in the non-military areas of application the most common mobile/wearable biosensors available on the market are: 1 or 3 lead ECG sensors, spirometers, pulse and blood pressure meters, thermometers, SPO2 meters and glucometers. Today personal mobile biosensors have Wi-Fi or Bluetooth wireless communication capabilities. The weight is tens of grams. Power consumption is also much reduced. These make remote acquisition of human vital data much more flexible and applicable than 3-5 years ago.

The structure for vital signs acquisition is shown on fig.1. It includes Hospital Information System (HIS) – mobile network (any type) – Smart Mobile Personal Device (phone or PDA/tablet) – biosensors. The main disadvantage of this structure is that the patient is tightly connected to the HIS and supervising of the medical personnel. In case of no-connection or no-response in some case the patient is as isolated as when he is outside of the distributed health care system.

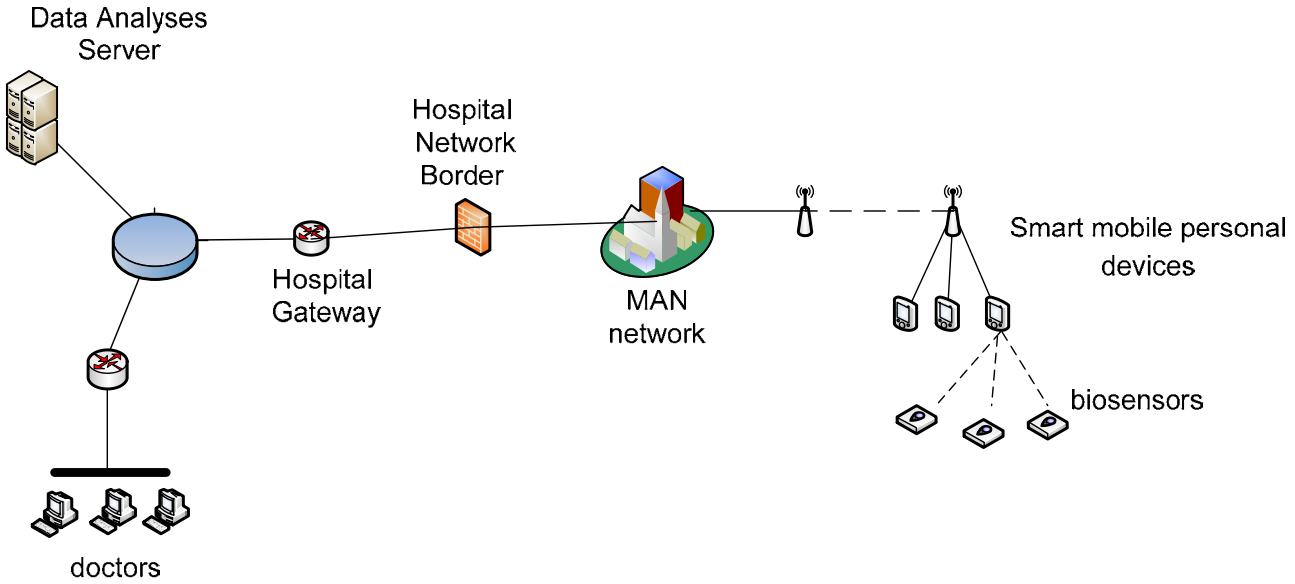


Figure 1. A structure of distributed personal health care environment

The intelligence of preliminary diagnosis and data mining is distributed between system's elements. They process the obtained vital data before supervising doctors and alert the patient or the doctor in case of need only. This architecture requires some new and advanced solutions on its every layer.

One of the problems that should be solved is the computational performance of the Smart Mobile Personal Device. This performance is crucial for on-site preliminary data analyses.

Smart phones today are mobile computers with built-in communication functionalities of different types. Modern tablets are similar from this point of view. This allows computational performance tests to be conducted by well-known benchmarks.

In previous years there was a limitation that phone processors were integer devices without hardware floating-point support. Most of present smart phones and tablets are based on ARM processors. They have some support for floating-point co-processors even different from well-known types of x86 combinations CPU/FPU. Differences are in the complexity of supported computations – from IEEE754 single and double precision floating point numbers calculations to NEON complex co-processor with SIMD architecture oriented to integer and single-precision floating point numbers processing.

Table 1 – "Quadrant" score results

Model: **Sony Ericsson Experia X10 / 1.0 GHz**		
OS	**Customisation**	**Score**
Android 2.2	FreeX10 ROM Beta4	2776
Android 2.2	Custom ASOP	2117
Android 2.2	FreeX10 ROM Beta3	1594
Android 2.1 JIT	JIT v2 ENABLED	815
Android 1.6		465

Model: **HTC Nexus One**		
OS	**Customisation**	**Score**
Android 2.2	CM6 /1.1 GHz	1758
Android 2.2	Enomther 1.2.13 /1.1 GHz	1631
Android 2.2	/1.0 GHz	1580
Android 2.1 JIT	/1.0 GHz	507

These variants present difficulties when applying many of the analysis algorithms.

As first step of the analyses we implemented basic benchmark test programs versions of Livermore Loops customized to mobile phone platforms. The test is based on the Livermore Fortran Kernels written by Frank McMahon. The *mflops* driver program was translated from Fortran to ANSI C by Steven Langer (1998). The original software is [8]. For the phones and tablets of last generations now are available lots of

benchmarks. For professional purposes for Android world the Aurora Softwork company have developed the “Quadrant” benchmark [9].

The problems to be investigated are: (a) generated by wireless communication disturbances and delays and (b) influences from the other programs executed in parallel by the smart phone processor. In case of ordinary load we can conclude that the smart phones can run in real-time many on-site analysis algorithms. Table 1 presents comparison between variants of same phone models. It is presented here for different analyses. Only two from tens of model and variants of phones are included here but results for the other brands and models are absolutely the same. One of the basic conclusions here is that the device performance is most dependable on the customisation than of CPU clock. In the situation of Sony Ericsson Experia X10 this difference is approximately 6 times and for HTC Nexus One this is 3.5 times. This is the answer of the question about influences from other programmes. The fact that performance depends so much on the basic software customization and OS version is surprising. This eliminates most of the other expectations about applicability of one and the same software for one and the same core OS.

Table 2 – “Smartbench2012” score results

Model: **Samsung Galaxy S2**		
OS	**Customisation**	**Score**
Android 2.3.2	Stock ROM / 2.0 GHz	3710
Android 2.3.6	Stock ROM / 1.55 GHz	3708
Android 2.3.5	Stock ROM / 1.58 GHz	3593

Table 2 confirms the above conclusion. Even with difference of 25% at CPU clock rate performance scores are similar. All the variants have one and the same customisation of the basic software.

The presented above results confirm again the fact that basic computer performance is not resulting from the CPU clock rate mostly but from the general computer architecture and from the overall performance of its memory, buses and peripheral devices.

All the presented analyses can be concluded to the fact that all modern smart mobile phones and tablets can perform enough fast to be used for preliminary data analyses of medical data of different types.

4. Business and implementation analyses and conclusions

Today our world is computer-based. We need to understand computer limitation and we need to understand the future of computer technologies. Doctors want to be only doctors (no technicians) but computer technologies can increase doctors’ sensing. Because we are not only doctors and engineers but we are patients too, we need to use new computer technologies that can increase the quality of the diagnoses and the treatment.

Working for real implementation in hospitals we found some limitations not overseen as scientific ones. Nevertheless our pilot work was very influenced by these limitations. Some of them required very extensive work to make pilot solutions stable and measurable. These limitations were the price of every single node and possibilities to program the device and to have sustainable support for at least two years.

Prices of mobile devices are not very low. The biosensors are times more expensive. For research purposes these prices can be paid. For wide patients' support this will require huge investments.

The other problem is the business sustainability and the programmability of the available operating systems. Now there are presented mostly three of them: Android, Windows Mobile/Windows 8 and iOS. The Simbian OS is disappearing. It is a good example for huge investments in development which are eliminated by a single market step.

Even Android is growing rapidly today many market analysts are careful about its long-lasting future. This is related to the fact that it is light-weight OS and do not support many full-featured business applications. The health applications are just in this category. From this point of view Windows 8 and its mobile version and the iOS are looking much more as a stable future for discussed above applications.

5. ACKNOWLEDGMENT

This research is partially funded by Bulgarian NSF projects DO 02-113 and DRNF 02-3.

REFERENCES

[1] D. Dinevski, R. Kelc, B. Dugonik, ***Video Communication in Telemedicine, in "Advances in Telemedicine: Technologies, Enabling Factors and Scenarios"***,InTech, 2011, pp. 211-232

[2] M. K. McGee, ***11 Telemedicine Tools Transforming Healthcare***, InformationWeek: Healthcare, March 2012, http://www.informationweek.com/healthcare/mobile-wireless/11-telemedicine-tools-transforming-healt/232602982

[3] H. OROSCO, Lei WANG, Yuhua CHEN, ***Content Aware Burst Assembly – Supporting Telesurgery and Telemedicine in Optical Burst Switching Networks***, Journal of Systemics, Cybernetics & Informatics, 2010, vol. 8, issue 4, p. 14

[4] K. Ibrahim, S. Fahim, ***Cooperative Remote Video Consultation on Demand for e-Patients***. Journal of Medical Systems, 33, 6, Dec 2009, pp. 475-483

[5] G. Welch, H. Fuchs, B. Cairns, K. Mayer-Patel, D. H. Sonnenwald, Ruigang Yang , A. State, H. Towles, A. Ilie, M. Noland, V. Noel, and Hua Yang, ***Improving, Expanding and Extending 3D Telepresence***. In Proceedings of the 2005 International Workshop on Advanced Information Processing for Ubiquitous Networks, with ICAT 2005, Christchurch, New Zealand, December 2005.

[6] Milenkov N., S. Maleshkov. ***Augmented reality software system with Web and Android clients.*** Wissenschaftliche Konferenz: „Innovationen und Wettbewerbsfähigkeit", 24-25 Nov. 2011, Technische Universität – Sofia, pp. 239-244. ISSN-1310-3946

[7] Maleshkov S., D. Chotrov**.** ***Affordable Virtual Reality System Architecture for Representation of Implicit Object Properties***. International Journal of Computer Science Issues. Vol. 9, Issue 4, No 2, July 2012, pp. 23-29.

[8] http://www.aip.org/cip/langer.htm

[9] http://www.aurorasoftworks.com/ products/quadrant

Authors: Ivan Evgeniev, Assoc.-professor, Dr., Eng. - Dept. Systems and Control, Faculty of Automation TU Sofia, E-mail address: *iei@tu-sofia.bg*; Vesselin Gueorguiev, Assistant-professor, Dr., Eng. - Dept. PCT, Faculty CS&C, TU Sofia, E-mail address: *veg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 14.05.2013 **Рецензент** доц. д-р Д. Черакчиев д.м.

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ОТКРИВАНЕ НА НЕИПЗРАВНОСТИ В СЕРВОСИСТЕМА С ГЕНЕРИРАНЕ НА АНАЛИТИЧНИ СИМПТОМИ

Гергана Йорданова, Александър Ищев

Резюме: *В тази статия е представен метод за генериране на симптоми за целите на откриване на неизправности в сервосистема. Постига се откриване както за входни, така и за изходни неизправности. Първоначалните симптоми се обработват, като се цели намаляване на ефекта на шума в реалните системи. Окончателното откриване на неизправностите се реализира на базата на заключения, получени или чрез поставяне на твърди граници върху симптомите или чрез последяваща обработка с размити функции на принадлежност. За проверка на съответните алгоритми се използва лабораторен стенд - модел на физически обект сервосистема. Резултатите от проведените експерименти са сравнени и анализирани.*

Ключови думи: *затворен контур, откриване на неизправности, размити функции на принадлежност, сервосистема.*

FAULT DETECTION IN SERVOSYSTEM BASED ON AN ANALYTICAL SYMPTOM GENERATION

Gergana Jordanova, Alexandar Ichtev

Abstract: *In this paper an approach for symptom generation for fault detection in a servosystem is presented. Both sensor and actuator faults are considered. The initial symptoms are modified in order to remove the negative effect of the noise in real systems. The final decision, regarding the fault situation, is performed both by applying strict limits on the symptoms signal as well as with consequential application of fuzzy decision rules on the symptom signal. In order to verify the obtained results, a laboratory setup – model of a servosistem is used. Experiments with servosystem are carried out and results of them are presented and discussed.*

Keywords: *closed-loop system, fault detection, fuzzy membership functions, servosystem*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

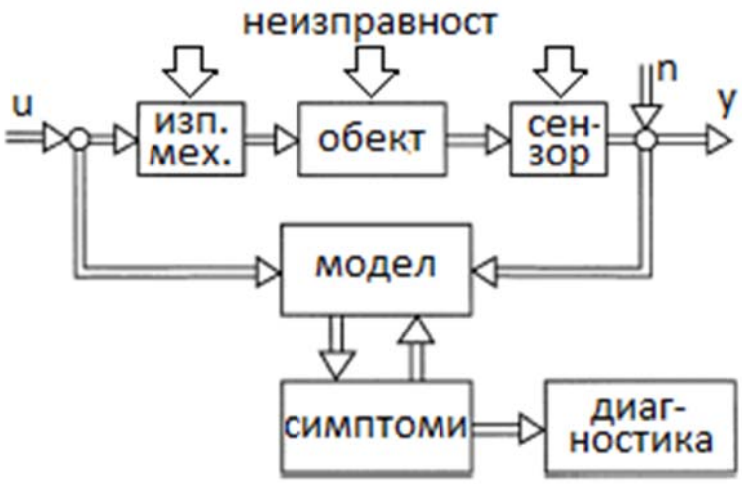
Откриването и диагностиката на неизправности е от изключителна важност за управлението на реални отговорни системи. Това е така, тъй като в тях е възможно да настъпят неизправности, които могат да застрашат обекта, околната среда и човешки животи. Едно от възможните решения е прилагането на методи от теорията на управлението за откриване на момента на настъпване на неизправност в система за автоматично управление. Това се постига чрез използването на така наречени аналитични остатъци. В сравнение с хардуерните остатъци при аналитичните се постига по-ниска цена за реализиране на задачата за откриване не неизправности. През последните няколко десетилетия, интересът към тази област на научното познание се засилва все повече [1, 2]. Ето защо много от усилията на изследователите се насочват именно към нея особено в областта на моделно-базираните методи, в която се забелязва значителни постижения и прогрес. Поради изложеното по-горе, тази статия засяга посочената тематиката. Изследваният обект е от класа на системите, които се използват в почти всички съвременни индустриални системи – сервосистемите [3].

2. Откриване и диагностика на неизправности. Аналитични симптоми

Съгласно дефиницията на техническия комитет на IFAC [4]: „Неизправност е всяко непозволено отклонение на поне едно характерно качество на системата от нейните допустими обикновени (стандартни) условия.”

В тази статия се засяга една от задачите на диагностика на неизправности, а именно - откриване на неизправност, което представлява оказване на момента на възникването й (в кои момент точно се появява дадената неизправност) [1, 5]. За изпълнението на задачата за откриване на неизправности са използват два типа симптоми - „аналитични симптоми” и „евристични симптоми”. Аналитичните познания за обекта се използват за извличане на количествена аналитична информация, а евристичните познания се използват за качествена информация от човешки субекти. В някои случаи специални „характеристики” могат да бъдат извлечени от тези характерни стойности, например физически определени коефициенти на обекта или специални филтрирани или трансформирани симптоми [1]. Тези „характеристики” могат да бъдат сравнени с нормалните характеристики на изправния обект, като произтичащите от това промени (несъответствия) в например сигнали, модели на сигнали или модели на обекти и се считат за аналитични симптоми. Предимството на аналитичните симптоми е, че се използва точна информация, непречупена през призмата на човешкия фактор, което означава по-точна и безпристрастна оценка на ситуацията.

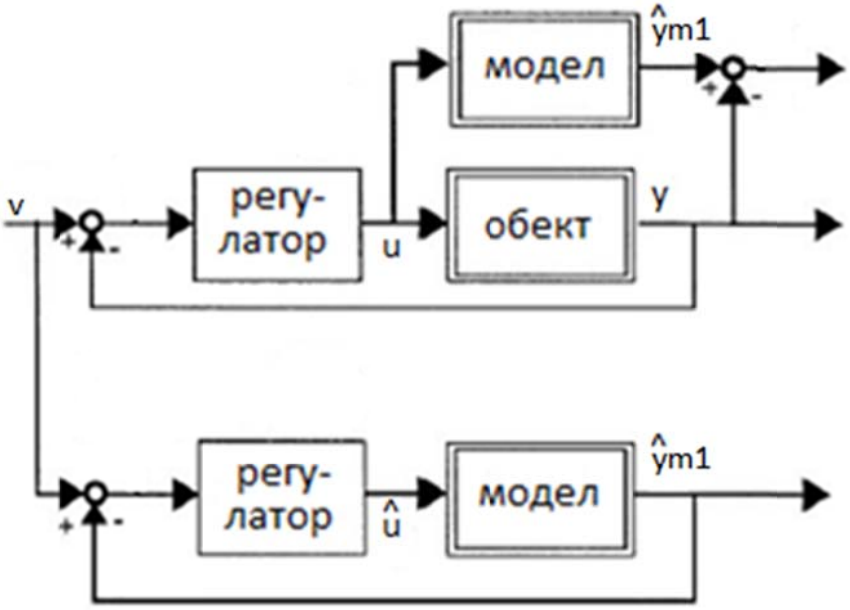
Връзката между неизправностите и съответните им симптоми може да се използва като мощен инструмент за друга задача на диагностиката на неизправности – изолиране на неизправността (за определяне на източника на самите неизправности). Важно е да се отбележи, че в този случай диагностиката оценява симптомите, възникващи в определена неизправна ситуация и определя най-вероятната причина затова (фиг.1) [2]. В рамките на статията тази тематика не е засегната. Трета възможна задача е идентификацията на неизправностите – оценка на големината на настъпилата неизправност.



Фиг.1. Схема за откриване и диагностика на неизправности.

3. Методи за генериране на аналитични симптоми

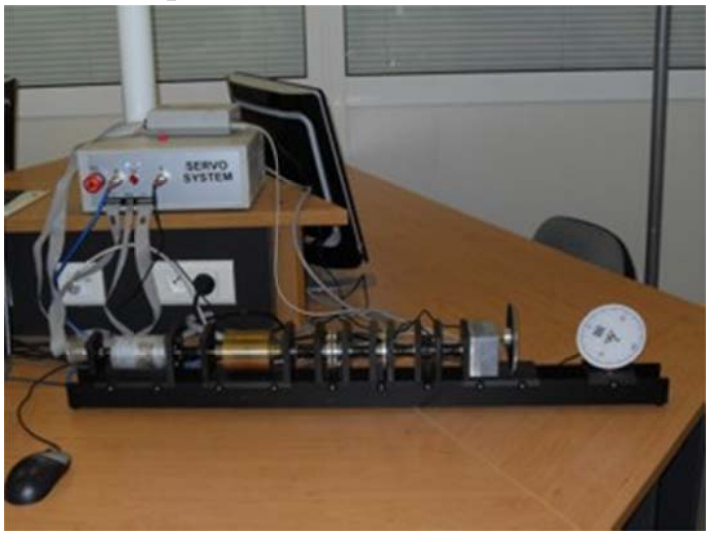
Както вече бе споменато по-горе, аналитичните симптоми могат да бъдат използвани за откриване и диагностика на неизправности. Те представляват индикативни сигнали. В литературата могат да се намерят множество методи за тяхното получаване [1, 3, 4]. В настоящото разглеждане се предлага да се използва схемата показана на фиг.2. В тази схема се разглеждат два затворени контура. При горният контур в допълнение към необходимите модули за осъществяване на управление в затворен контур се добавя модел на обекта. Той е включен паралелно на обекта. С негова помощ е възможно да се проследи дали поведението на обекта наподобява на това на модела, т.е. дали има разлика между очаквано и реално поведение. Вторият контур отново затворен и е поставен паралелно на първият. При него отсъства реалния обект а се използва само модел и регулатор. Този контур получава същото задание (входен сигнал υ) както и в първият контур. В тази схема се оценява и управлението подавано към обекта за управление [6].



Фиг.2. Генериране на симптоми чрез използване на модел на обекта

4. Лабораторен стенд „сервосистема”

Експериментите са проведени с лабораторен стенд - сервосистема, произведен от Inteco®. Той е показан на фиг.3.



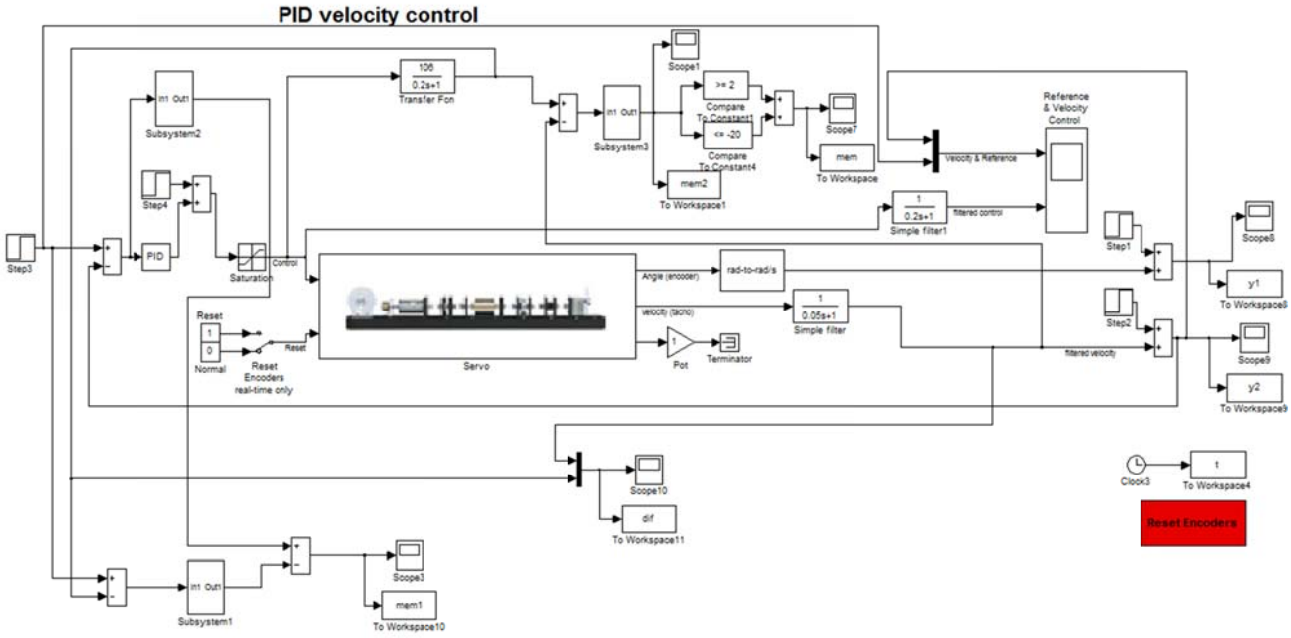
Фиг.3. Лабораторният стенд „сервосистема”

Сервосистемите намират широко приложение в значителна част от модерните системи за автоматично управление. На тяхната безотказна работа се разчита в голяма част от приложенията. Едно типично приложение е модерното в последно време “fly-by-wire” управление на самолети и наземни превозни средства. Разгледаната система е от този клас и е неотменна част от една разпределена система за управление. В конкретната реализация управлението се подава на постояннотоков двигател, който е свързан с тахогенеретор. Това е основното измервателно устройство, което се използва за формиране на сигнала в обратната връзка. Двигателя задвижва инерционен модул. На практика във всички реални системи се наблюдава наличие на инертност. Следващият модул е зона на нечувствителност, която имитира наличието на луфтове в реалните системи. Най-голямата нелинейност в системата се дължи на следващият модул - магнитна спирачка. При него се променя коефициента на усилване при различни скорост на въртене и е модел на триене в реалните системи. Последният модул е предавателна кутия, т.к. в реалните реализации управлението не се подава директно на крайният модул. Трябва да се отбележи, че завъртането на вала на двигателят се измерва и с инкрементален енкодер. Постоянно токовият двигател се управлява посредством широчинно-импулсен модулатор (ШИМ). При промяна на коефициента на ШИМ се променя ефективната стойност на подаваното напрежение според формулата $u(t) = \frac{v(t)}{v_{\max}}$. Максималното напрежение е $v_{\max} = 12V$, а допустимото управление е в диапазона $[-1 \quad 1]$ (знакът на ШИМ определя посоката на въртене). Уместно е да се спомене, че и при двигателят също се наблюдава нелинейност. Най-съществен е ефектът на зона на нечувствителност. Тя се дължи на факта, че двигателят трябва да преодолее сухо триене преди да започне задвижването на вала.

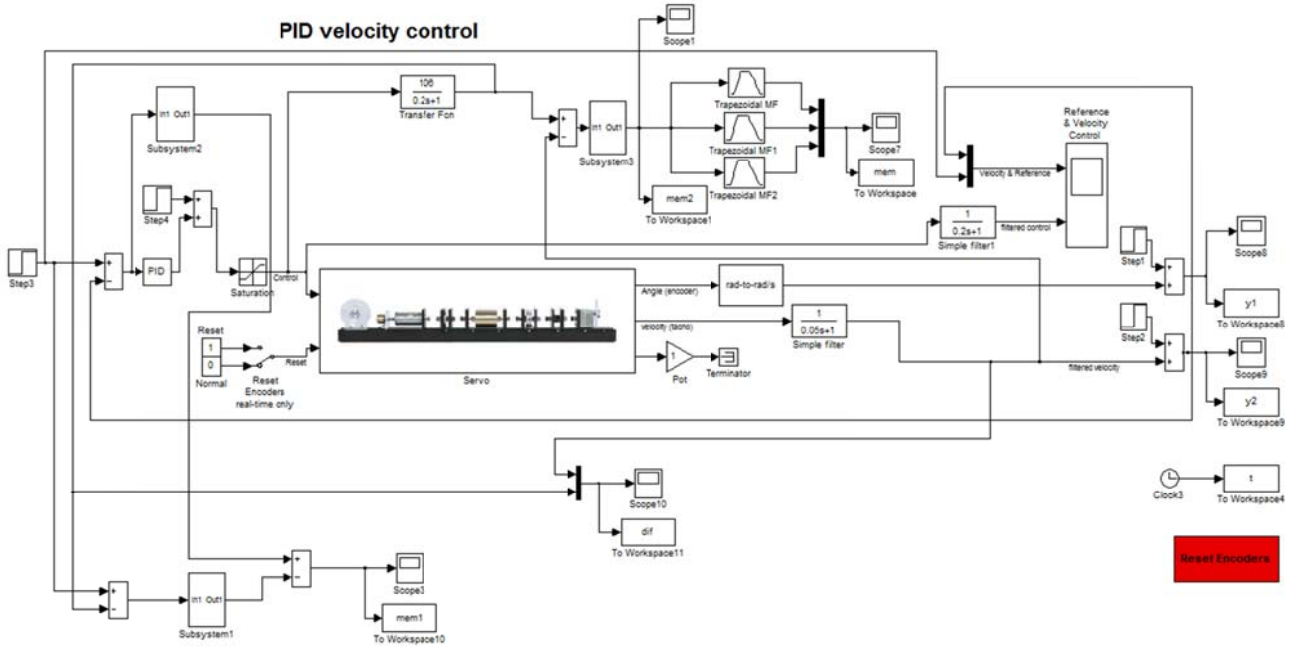
5. Експериментални резултати

Експериментите са проведени в средата на Matlab/Simulink® и с използването на Real Time Workshop®. Представени са две схеми. На фиг.4.а е схемата с използване на твърди граници при генерирането на симптома. Представената на фиг.4.б. блок-схема използва размити правила при взимането на решение вследствие от стойността на симптома.

а)



б)



Фиг.4. Блок-схема за откриване на неизправности

В средата на фигурите е представен драйверът за свързване към сервосистемата. Той е представен от фирмата производител Inteco®. И при двете схеми управля-

ващото устройство е ПИ регулатор Управляващото устройство е ПИ регулатор (използван е блок ПИД регулатор) с коефициенти $К_П = 0.06$ и $К_И = 0.03$ (коефициентът на Д частта е 0). Регулатора е синтезиран от Inteco® [7] и е доставен заедно с лабораторният стенд. Тук той е използван за демонстрация. Подобни резултати биха се получили и при използването на други регулатори, например синтезиран по квадратичен критерий на качеството. Такова изследване не е представено в рамките на тази статия. Предложеният метод и направените изводи вследствие на проведените експерименти са с общ характер, т.е. са приложими и за други системи с подобна структура.
Времето за протичане на експеримента е 80 [s]. Заданието е под формата на стъпаловиден сигнал със стойност 40 [rad/s]. Неизправността е моделирана като стъпаловиден сигнал със стойност 8 [rad/s]. В първите 40 [s] в системата няма неизправност. Двигателят се развърта и работи в номиналния си режим. В 40 [s] се появява адитивна неизправност, като са изследвани случаите, в които неизправността се появява съответно в изпълнителен механизъм (на входа) или в измервателно устройство (на изхода) на системата.

6. Генериране на остатъци

Използваният в тази статия симптом е един от най логичните. Това е разликата между модела и обекта на управление (виж. горната част от фиг.2). При него се сравняват изходите на системата и на използваният модел. Идеята му е, че ако в системата няма настъпила неизправност изходите на модела и на системата би следвало да са еднакви, а стойността на тестваният сигнал да е нула (0). Стойност различна от нула би била индикация за настъпването на неизправност в системата. Симптоми с такива свойства се наричат още остатъци. На практика не се получава точно нулева стойност поради наличието на шумове и смущения действащи на реалната система (лабораторният стенд), както и поради наличието на грешки от моделиране. Предимство на този симптом е, че той е много лесен за генериране. Също така може да бъде използван както за затворен, така и за отворен контур на работа на системата. В тази статия се предлага да се използва филтриране на този сигнал. Това се налага поради наличието на големи шумове при данните от лабораторният стенд. В тази статия за филтрирането на сигнала на симптома се използва времеви прозорец с дължина l се използва формула (1) (в конкретната реализация се използва текущата стойност и пет предишни стойности). Биха могли да се използват и други начини за филтриране на сигнали например с експоненциален фактор на забравяне:

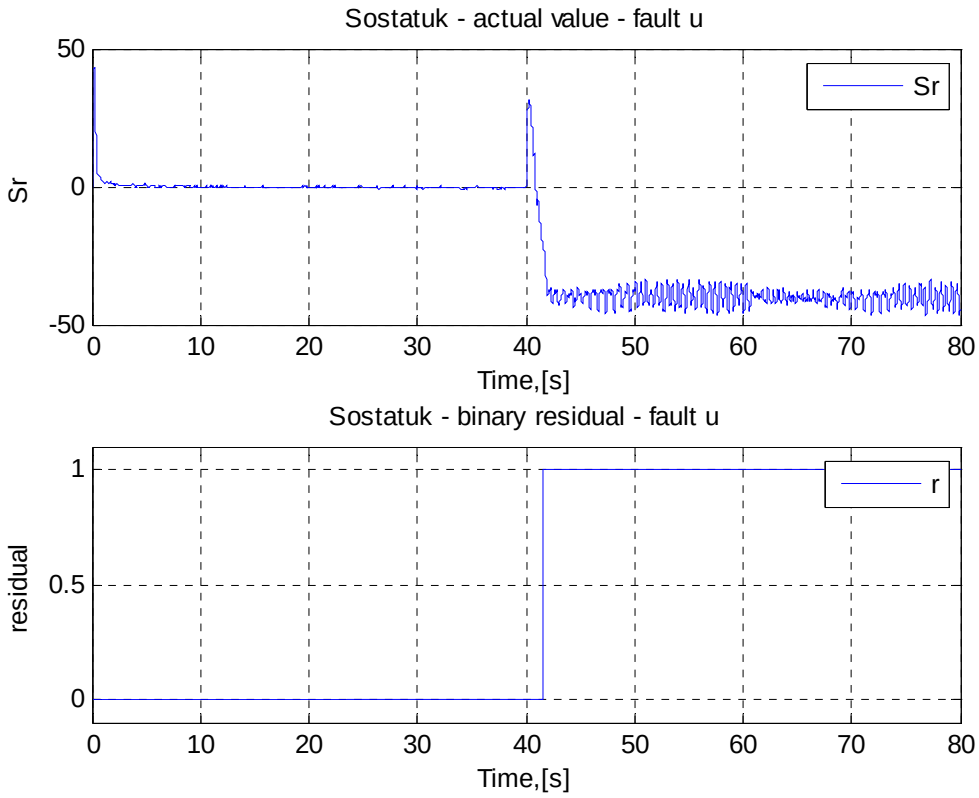
$$S_{остатък} = \frac{1}{l} | \hat{y}_{m1}(k-i) - y(k-i) | \qquad (1)$$

Както беше споменато, остатъците са чувствителни не само към неизправностите, но също така и към грешки от моделиране, шум и смущения в обекта. Това означава, че дори и при изправна работа на системата остатъците са отлични от нула. Поради тази причина, обикновено остатъците се проверяват спрямо определени граници [1, 3]. Предполага се, че стойностите вътре в границите отговарят на изправна работа, както и че всяко надвишаване от тези граници е предиз-

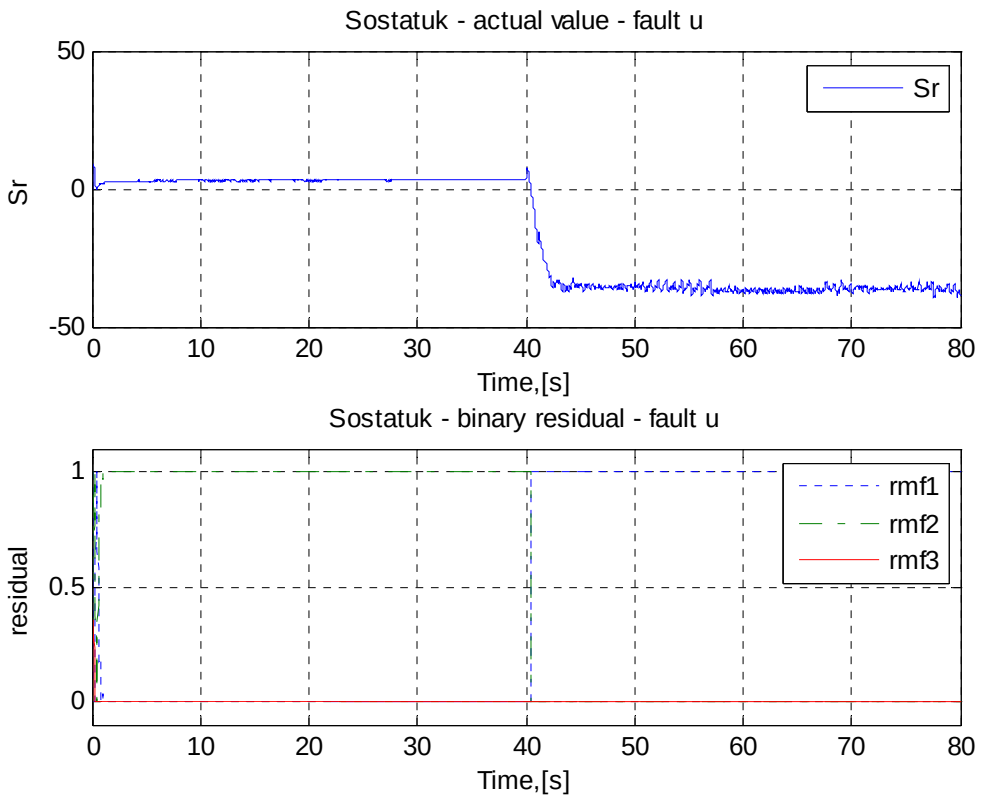
викано от неизправност. Надвишаване на границите ще се нарича активиране на остатъка.
По този начин проверката на границите води до използването на бинарни остатъци.

$$r^* = \begin{cases} 0 \text{ ако } |r(t)| \leq r_{th} \\ 1 \text{ ако } |r(t)| > r_{th} \end{cases} \tag{2}$$

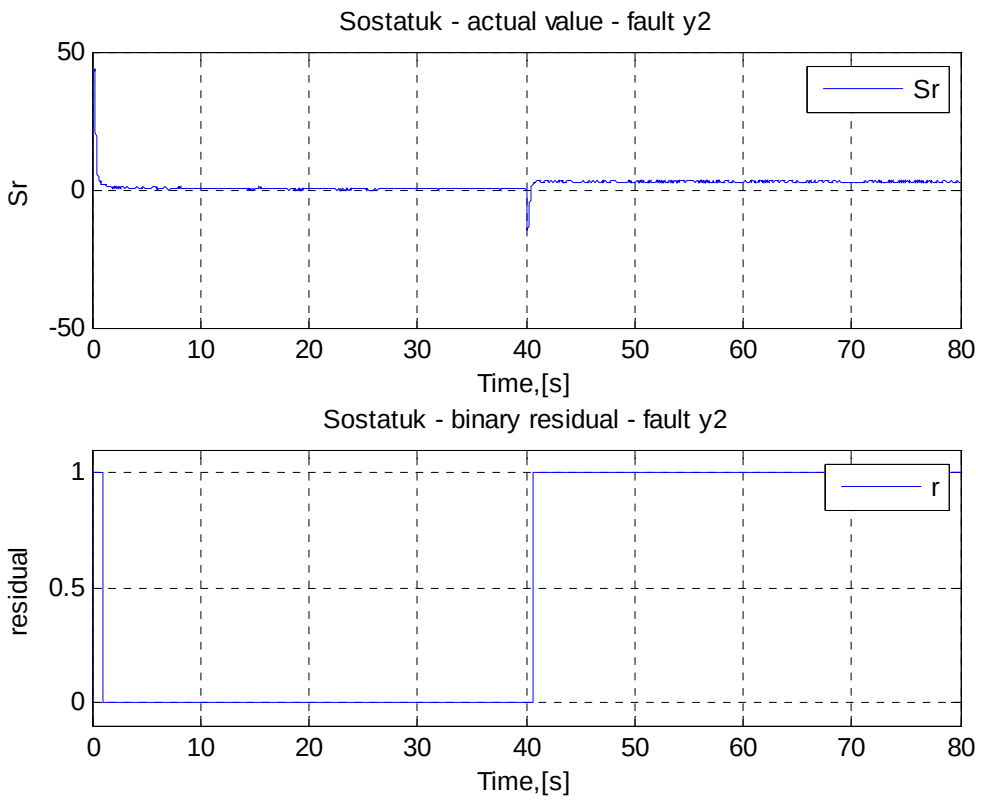
където r_{th} дефинира границата. $r^* = 1$ индикира наличие на неизправност. Границите се поставят от проектанта на системата за диагностика на неизправности и представляват компромис между откриването на малки неизправности и нечувствителност към грешки от моделиране и наличие на шум в системата.
В първият експеримент неизправността е симулирана в изпълнителното устройство (на входа). Резултатите на фиг.5 са получени чрез прилагането на схемата от фиг.4.а, т.е. с твърди граници от вида (2). На фиг.6 са представени резултатите от прилагането на схемата от фиг.4.б, като са използвани размити функции на принадлежност. В горната част на фигурите е представена действителната стойност на $S_{остатък}$, а в долната – формираните остатъци. На фиг.7 и фиг.8 са представени резултатите от подобни експерименти. Разликата спрямо експериментите от предходната фигура се състои в симулираната неизправност. Тук тя е при измервателно устройство (на изхода).



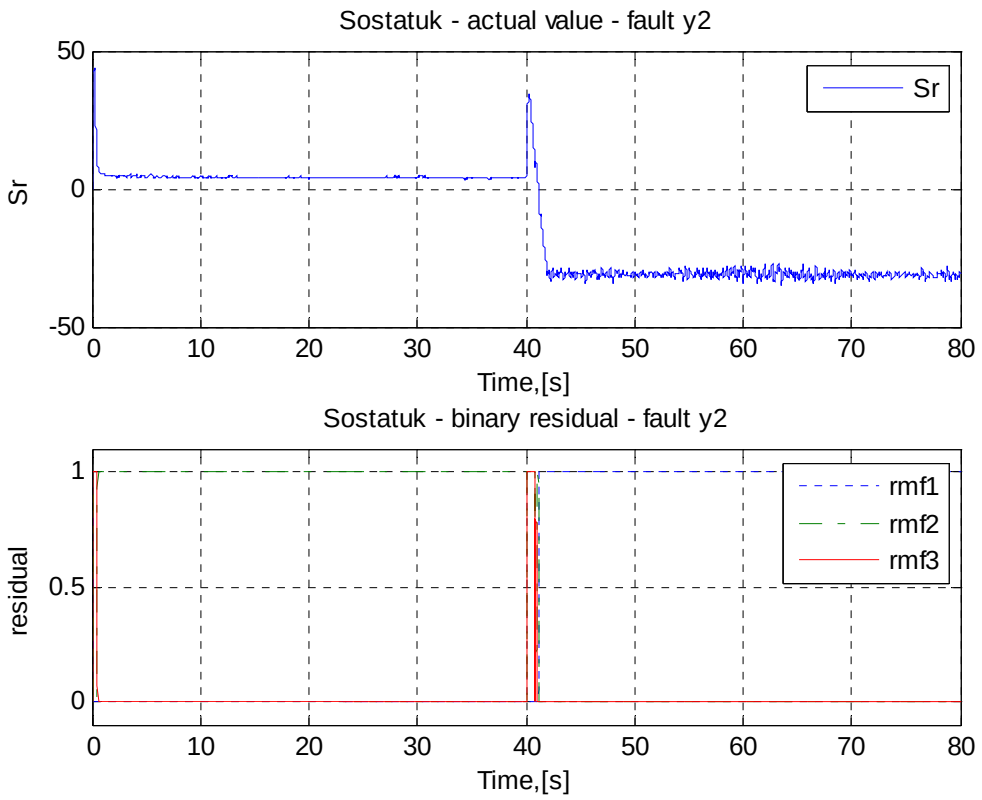
Фиг.5. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в изпълнителен механизъм при поставяне на граници



Фиг.6. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в изпълнителен механизъм при размити функции на принадлежност



Фиг.7. Стойности на симптома, при настъпване на неизправност в измервателно устройство при поставяне на граници



Фиг.8. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в измервателно устройство при размити функции на принадлежност

Може да се види, че в момента на настъпване на неизправността в системата остатъкът се активира, което показва коректната работа на системата за откриване на неизправността. Трябва да се отбележи, че остатъкът в случая с размитите функциите на принадлежност представлява стойност на функция на принадлежност. Те са формирани по такъв начин, че сумата на трите функции на принадлежност е равна на единица. Това се отнася за всяка стойност на входната променлива (в този случай на симптома). Също така трябва да се отбележи, че надвишаването на границите на допустимия диапазон на изменение на измеримата променлива може да се дължи, както на неизправност, така и на промяна в натоварването. Следователно при използването на поставяне на граници за формиране на остатъка е трудно да се установи причината за надхвърлянето на рамките на диапазона. Необходима е допълнителна информация за правилната преценка на резултата от откриването на неизправността. Ето защо са използвани и размити функции на принадлежност, които включват евристични методи за коректно отстиване на точното местоположение и причинените довели до неизправната ситуация.

7. Заключение

В тази статия е представен метод за откриване на неизправности в следяща система. Използван е симптом на барата на модел на обекта. Приложеният симптом е използван за откриването на неизправности както в изпълнителното, така и в измервателното устройство. За окончателното заключение на изправната / неиз-

правната ситуация са използвани са както бинарни прагове, така и размити правила. При праговете се наблюдава недвусмислено решение относно неизправната ситуация, докато използването на размити правила дава допълнително гъвкавост при наличие на шумове, смущения и грешки от моделиране в системата. С помощта на размитите правила може да се даде и по-пълна представа за големината на настъпилата неизправност. Проведени са експерименти с лабораторен стенд – модел на серво система за проверка на получените резултати. Резултатите са коментирани.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект 122ПД0082-08, финансиран от НИС на ТУ-София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Isermann R., ***Fault-Diagnosis Systems An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance***, Springer, Germany, 2006

[2] Isermann R., ***Fault-Diagnosis Applications Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors and Fault-tolerant Systems***, Germany, Springer, 2011

[3] Gertler J., ***Fault Detection and Diagnosis in engineering systems***, Marcel Dekker, Inc., USA, 1998

[4] Patton R., Frank P.M. and Clark Eds R.N., ***Issues of diagnosis for Dynamic systems - Diagnosis Systems***, Springer, London, UK, 2000

[5] Ichtev A., ***Parity equations for fault diagnostic of a servo system.*** XVIII национален научен симпозиум с международно участие "Метрология и метрологично осигуряване 2009" Созопол, pp. 498 – 504

[6] Balle P., D. Fussel, ***Closed-loop fault diagnosis based on a nonlinear process model and automatic fuzzy rule generation***, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Volume 13, Issue 6, pp. 695-704, 2000

[7] Inteco®, ***Modular Servo System, User Manual***

Автори: Гергана Йорданова, докторант - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София,E-mail address: *gijordanova@gmail.com*;

Александър Ищев – доц. д-р - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 12.05.2013 **Рецензент** гл. ас. д-р А. Марковски

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ОТКРИВАНЕ НА НЕИЗПРАВНОСТИ В СЕРВОСИСТЕМА С ИЗПОЛЗВАНЕ НА КАЧЕСТВЕНИ ПОКАЗАТЕЛИ

Гергана Йорданова, Александър Ищев

Резюме: *В тази статия е представен метод за генериране на симптоми на базата на качествени показатели. Постига се откриване както за входни, така и за изходни неизправности. Първоначалните симптоми се обработват, като се цели намаляване на ефекта на шума в реалните системи. Окончателното откриване на неизправностите се реализира на базата на заключения, получени или чрез поставяне на твърди граници върху симптомите или чрез последяваща обработка с размити функции на принадлежност. За проверка на съответните алгоритми се използва лабораторен стенд - модел на физически обект сервосистема. Резултатите от проведените експерименти са сравнени и анализирани.*

Ключови думи: *затворен контур, откриване на неизправности, размити функции на принадлежност, сервосистема.*

FAULT DETECTION IN SERVOSYSTEM BASED ON A PERFORMANCE INDEXES

Gergana Jordanova, Alexandar Ichtev

Abstract: *In this paper an approach for symptom generation based on performance index is presented. Both sensor and actuator faults are considered. The initial symptoms are modified in order to remove the negative effect of the noise in real systems. The final decision, regarding the fault situation, is performed both by applying strict limits on the symptoms signal as well as with consequential application of fuzzy decision rules on the symptom signal. In order to verify the obtained results, a laboratory setup – model of a servosistem is used. Experiments with servosystem are carried out and results of them are presented and discussed.*

Keywords: *closed-loop system, fault detection, fuzzy membership functions, servosystem*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

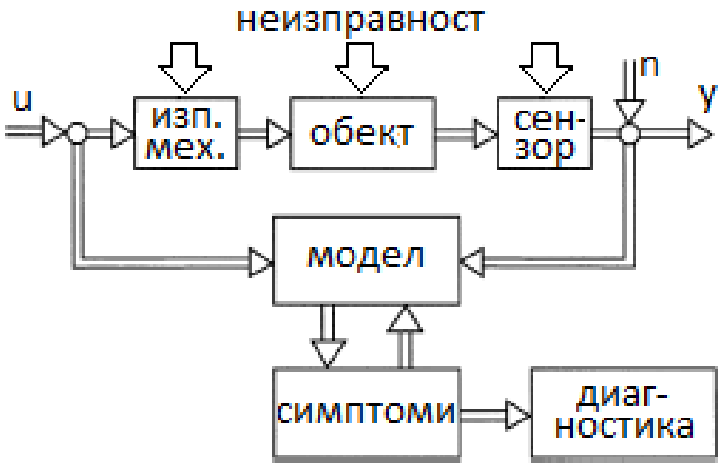
Откриването не неизправности се превръща в необходимост при изпълнението на отговорни системи [1, 4]. Това е особено приложимо за автоматичните системи за управление. Съгласно дефиницията на техническия комитет на IFAC [4]: „Неизправност е всяко непозволено отклонение на поне едно характерно качество на системата от нейните допустими обикновени (стандартни) условия.” В една реална автономна системи е възможно да настъпят неизправности, чиито ефект може да доведе до нежелани последствия за обекта, околната среда и живота на хората. Въпреки това при проектирането на повечето системи за автоматично управление се предполага, че всички компоненти ще останат изправни през целия период на експлоатация. Поради изложените причини е необходимо да се каже, че е необходимо да се положат усилия за откриването на неизправности. Също така е необходимо да се предприемат действия възможно най-бързо след появата на неизправността. В тази статия се разглеждат често срещаните случай на възникване на неизправности в измервателното и изпълнителното устройства. Разгледаната система (серво системата) също така е една от най-често използваните подсистеми в различни по вид индустриални автоматични системи за управление [3].

Традиционно за откриването на неизправности се използват хардуерни излишъци. Те се характеризират с висока надеждност, но също така това решение е скъпо, т.к. изисква влагането на допълнителен хардуер. В тази статия се обръща внимание на едно алтернативно решение - чрез използването на така наречените аналитични остатъци. При него се използва допълнителна изчислена информация за обекта или системата за управление. Интересно е приложението на методи от теорията на управлението за откриване на момента на настъпване на неизправност в система за автоматично управление, т.е за откриване на неизправността. През последните няколко десетилетия, интересът към тази област на научното познание се засилва все повече [1, 2]. Ето защо много от усилията на изследователите се насочват именно към нея особено в областта на моделно-базираните методи, в която се забелязва значителни постижения. Поради изложеното по-горе, тази статия засяга посочената тематиката.

2. Откриване на неизправности

Разглежданата схема за откриване на неизправности се състои от два етапа: (i) предварително се получава моделът на системата и (ii) в реално време се получават и обработват т.н. симптоми. В рамките на тази статия не се дискутира идентификацията на обекта, т.е. предполага се, че структурата и параметрите му са известни предварително. Разискването е съсредоточено само върху втория етап. Трябва да се отбележи, а също така се предполага, че възможните неизправности са предварително известни, т.е. знае се че може да настъпи неизправност в измервателния и изпълнителния механизми. Това, което е неизвестно, е моментът на настъпването на неизправността и нейната големина. По-долу, особено при разглеждането на твърдите граници, се предполага, че неизправността е достатъчно голяма за да може да бъде открита и не се специфицира нейната големина. Следователно задачата за откриване на неизправност се

свежда до определяне на момента на възникването на неизправността [1, 3]. Именно тази задача е основна в тази публикация.
За изпълнението на задачата за откриване на неизправности са използват два типа симптоми - „аналитични симптоми” и „евристични симптоми”. Аналитичните познания за обекта се използват за извличане на количествена аналитична информация, а евристичните познания се използват за качествена информация от човешки субекти. В някои случаи специални „характеристики” могат да бъдат извлечени от тези характерни стойности, например физически определени коефициенти на обекта или специални филтрирани или трансформирани симптоми [1]. Тези „характеристики” могат да бъдат сравнени с нормалните характеристики на изправния обект, като произтичащите от това промени (несъответствия) в например сигнали, модели на сигнали или модели на обекти и се считат за аналитични симптоми. Предимството на аналитичните симптоми е, че се използва точна информация, непречупена през призмата на човешкия фактор, което означава по-точна и безпристрастна оценка на ситуацията.
Връзката между неизправностите и съответните им симптоми може да се използва като мощен инструмент за друга задача на диагностиката на неизправности – изолиране на неизправността (за определяне на източника на самите неизправности). Важно е да се отбележи, че в този случай диагностиката оценява симптомите, възникващи в определена неизправна ситуация и определя най-вероятната причина затова (фиг.1) [2]. В рамките на статията тази тематика не е засегната. Трета възможна задача е идентификацията на неизправностите – оценка на големината на настъпилата неизправност.

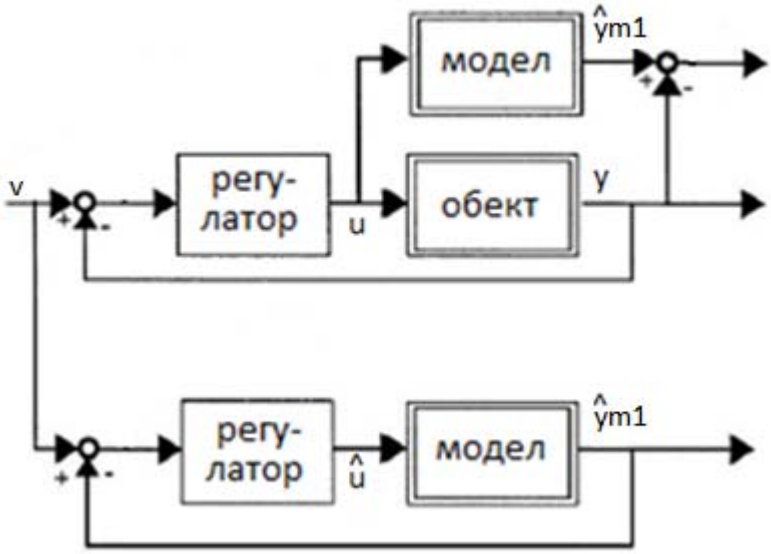


Фиг.1. Схема за откриване и диагностика на неизправности.

3. Методи за генериране на аналитични симптоми

Както вече бе споменато по-горе, аналитичните симптоми могат да бъдат използвани за откриване и диагностика на неизправности. Те представляват индикативни сигнали. В литературата могат да се намерят множество методи за тяхното получаване [1, 3, 4]. В настоящото разглеждане се предлага да се използва схемата показана на фиг.2. В тази схема се разглеждат два затворени контура. При горният контур в допълнение към необходимите модули за осъществяване на управление в затворен контур се добавя модел на обекта. Той е включен па-

ралелно на обекта. С негова помощ е възможно да се проследи дали поведението на обекта наподобява на това на модела, т.е. дали има разлика между очаквано и реално поведение. Вторият контур отново затворен и е поставен паралелно на първият. При него отсъства реалния обект а се използва само модел и регулатор. Този контур получава същото задание (входен сигнал υ) както и в първият контур. В тази схема се оценява и управлението подавано към обекта за управление [6].



Фиг.2. Генериране на симптоми чрез използване на модел на обекта

4. Симптоми базирани на показатели на качеството. Грешка в затворен контур.

В тази статия се разглеждат симптоми, получени чрез дефиниране на различни управляващи индекси на качеството. Това се дължи на факта, че качеството на регулатора също характеризира процеса и се променя успоредно с поведението на системата, както в област на постоянна работа, така и по време на промени в заданието. Една от възможностите за генериране на симптоми е да се оцени разликата между заданието v и управлявания сигнал y по формула (1):

$$S_{сигнал} = \frac{1}{l}\left(\sum_{i=1}^{l}(r(k-i)-y(k-i))^2 - \sum_{i=1}^{l}(r(k-i)-\hat{y}_{m1}(k-i))^2 \right) \qquad (1)$$

При постоянни режими на работа $S_{сигнал}$ зависи не само от качеството на управлението, но и от външни смущения и шумове. Следователно, за сходни типове симптоми, тези ефекти би трябвало да са аналогични [6]. От фиг.2 може да се види, че това представлява разликата между грешките в двата затворени контура. Идеята е, че ако в системата няма настъпила неизправност, стойността на тествания сигнал следва да бъде нула (0). Стойност различна от нула би била индикация за настъпването на неизправност в системата. Симптоми с такива свойства се наричат още остатъци. На практика не се получава точно нулева стойност поради наличието на шумове и смущения действащи на реалната система (лабораторният стенд), както и поради наличието на грешки от моделира-

не. В статията се предлага да се използва филтриране на този сигнал. Това се налага поради наличието на големи шумове при данните от лабораторният стенд. В тази статия за филтрирането на сигнала на симптома се използва времеви прозорец с дължина l се използва формула (1) (в конкретната реализация се използва текущата стойност и пет предишни стойности). Биха могли да се използват и други начини за филтриране на сигнали например с експоненциален фактор на забравяне. Както беше споменато, остатъците са чувствителни не само към неизправностите, но също така и към грешки от моделиране, шум и смущения в обекта. Това означава, че дори и при изправна работа на системата остатъците са отлични от нула. Поради тази причина, обикновено остатъците се проверяват спрямо определени граници [1, 3]. Предполага се, че стойностите вътре в границите отговарят на изправна работа, както и че всяко надвишаване от тези граници е предизвикано от неизправност. Надвишаване на границите ще се нарича активиране на остатъка.

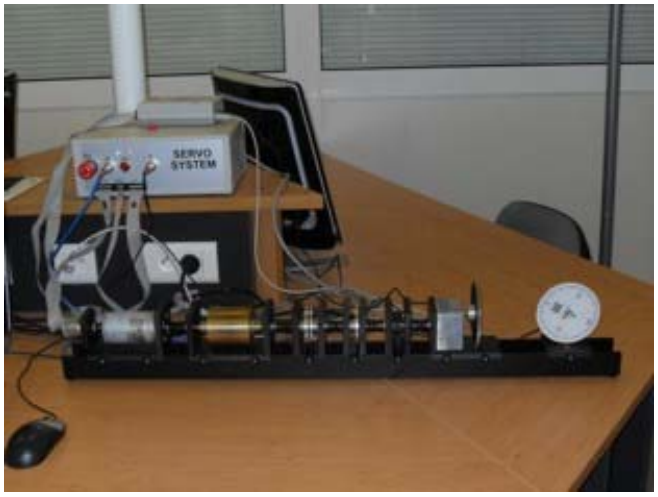
По този начин проверката на границите води до използването на бинарни остатъци.

$$r^* = \begin{cases} 0 \text{ ако } |r(t)| \leq r_{th} \\ 1 \text{ ако } |r(t)| > r_{th} \end{cases} \tag{2}$$

където r_{th} дефинира границата. $r^* = 1$ индикира наличие на неизправност. Границите се поставят от проектанта на системата за диагностика на неизправности и представляват компромис между откриването на малки неизправности и нечувствителност към грешки от моделиране и наличие на шум в системата.

5. Лабораторен стенд „сервосистема”

Експериментите са проведени с лабораторен стенд – сервосистема, произведен от Inteco®. Той е показан на фиг.3.



Фиг.3. Лабораторният стенд „сервосистема”

Сервосистемите намират широко приложение в значителна част от модерните системи за автоматично управление. На тяхната безотказна работа се разчита в голяма част от приложенията. Едно типично приложение е модерното в последно време “fly-by-wire” управление на самолети и наземни превозни средства. Разгледаната система е от този клас и е неотменна част от една разпределена

система за управление. В конкретната реализация управлението се подава на постояннотоков двигател, който е свързан с тахогенеретор. Това е основното измервателно устройство, което се използва за формиране на сигнала в обратната връзка. Двигателя задвижва инерционен модул. На практика във всички реални системи се наблюдава наличие на инертност. Следващият модул е зона на нечувствителност, която имитира наличието на луфтове в реалните системи. Най-голямата нелинейност в системата се дължи на следващият модул - магнитна спирачка. При него се променя коефициента на усилване при различни скорост на въртене и е модел на триене в реалните системи. Последният модул е предавателна кутия, т.к. в реалните реализации управлението не се подава директно на крайният модул. Трябва да се отбележи, че завъртането на вала на двигателят се измерва и с инкрементален енкодер. Постоянно токовият двигател се управлява посредством широчинно-импулсен модулатор (ШИМ). При промяна на коефициента на ШИМ се променя ефективната стойност на подаваното напрежение според формулата $u(t) = \frac{v(t)}{v_{\max}}$. Максималното напрежение е $v_{\max} = 12V$, а допустимото управление е в диапазона $[-1 \quad 1]$ (знакът на ШИМ определя посоката на въртене). Уместно е да се спомене, че и при двигателят също се наблюдава нелинейност. Най-съществен е ефектът на зона на нечувствителност. Тя се дължи на факта, че двигателят трябва да преодолее сухо триене преди да започне задвижването на вала.

6. Експериментални резултати

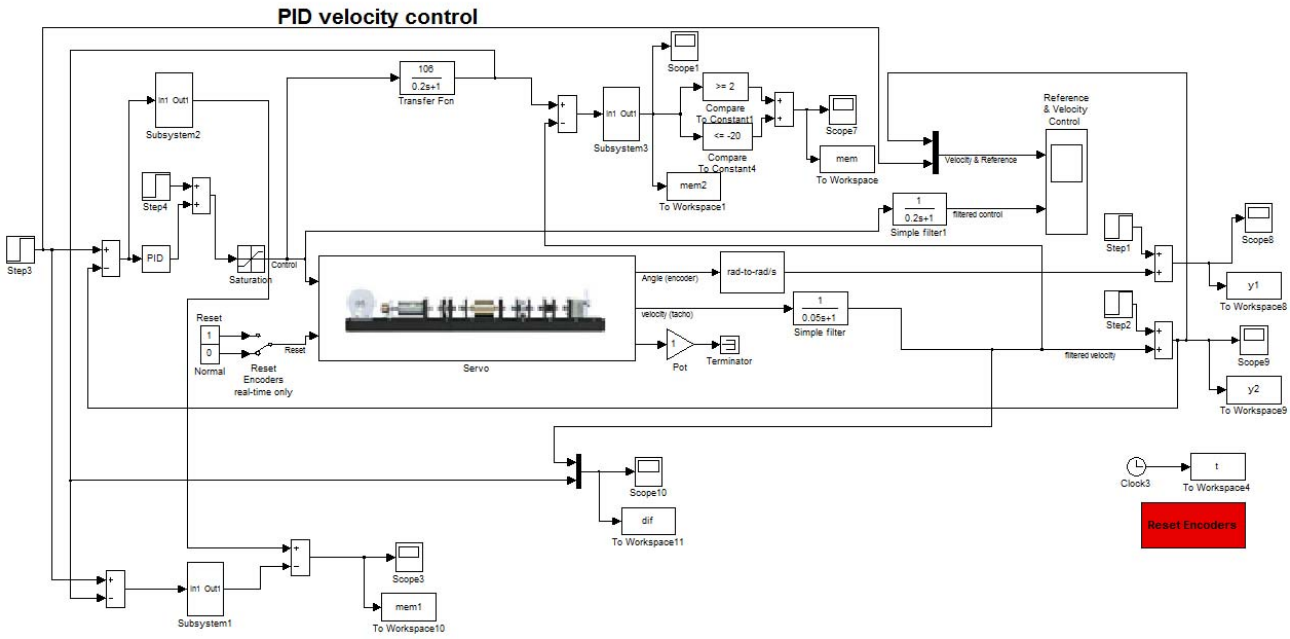
Експериментите са проведени в средата на Matlab/Simulink® и с използването на Real Time Workshop®. Представени са две схеми. На фиг.4.а е схемата с използване на твърди граници при генерирането на симптома. Представената на фиг.4.б блок-схема използва размити правила при взимането на решение вследствие от стойността на симптома.

В средата на фигурите е представен драйверът за свързване към сервосистемата. Той е представен от фирмата производител Inteco®. И при двете схеми управляващото устройство е ПИ регулатор с коефициенти $К_П = 0.06$ и $К_И = 0.03$ (коефициентът на Д частта е 0).

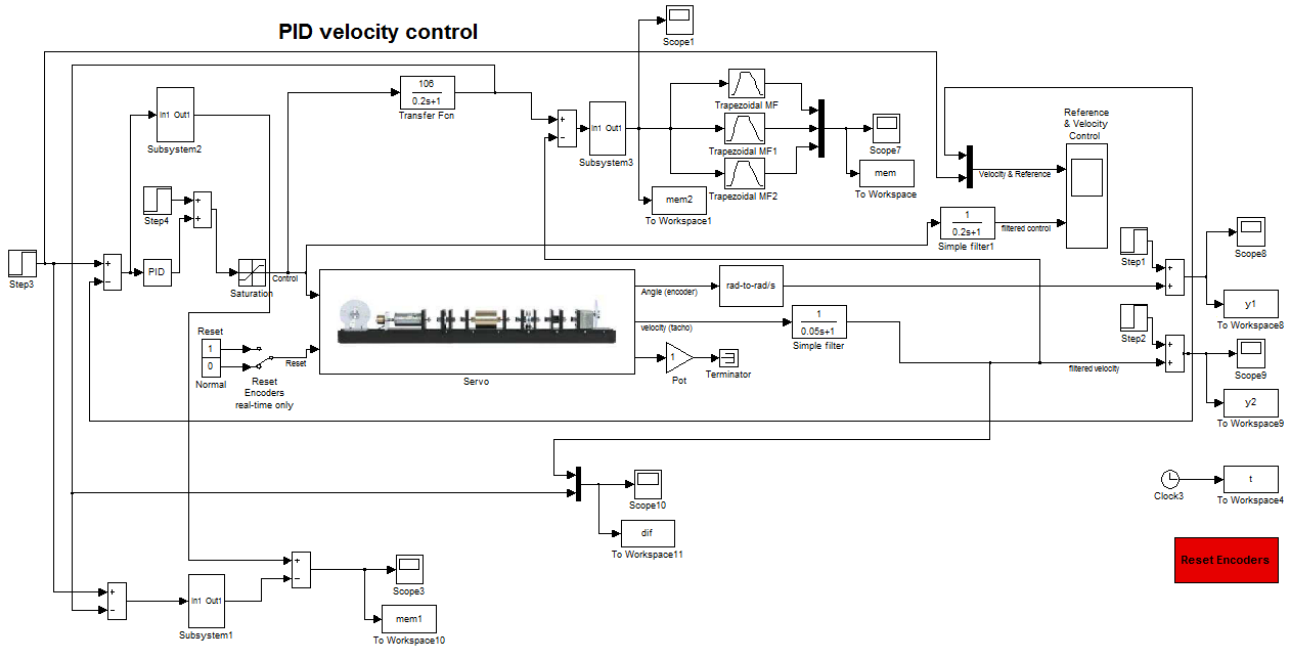
Регулаторът е синтезиран от Inteco® [7]. Тук той е използван за демонстрация. Предложеният метод и направените изводи, вследствие на проведените експерименти, са с общ характер, т.е. са приложими и за други системи с подобна структура.

Времето за протичане на експеримента е 80 [s]. Заданието е под формата на стъпаловиден сигнал със стойност 40 [rad/s]. Неизправността е моделирана като стъпаловиден сигнал със стойност 8 [rad/s]. В първите 40 [s] в системата няма неизправност. Двигателят се развърта и работи в номиналния си режим. В 40 [s] се появява адитивна неизправност, като са изследвани случаите, в които неизправността се появява съответно в изпълнителен механизъм (на входа) или в измервателно устройство (на изхода) на системата.

а)

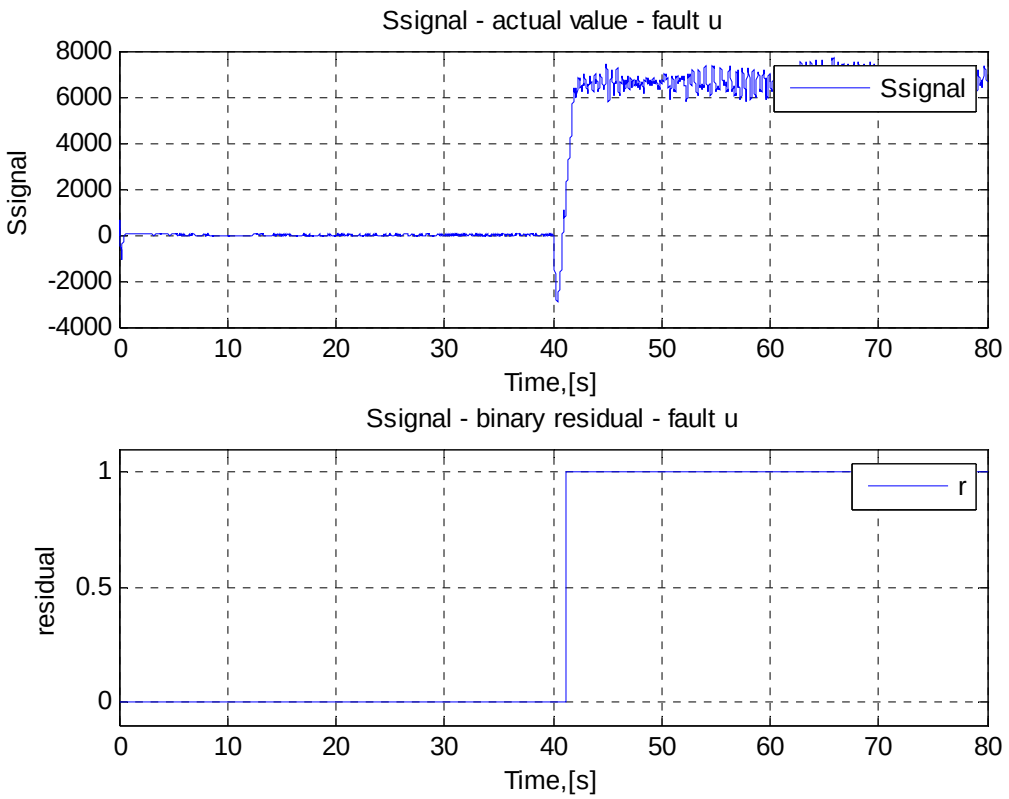


б)

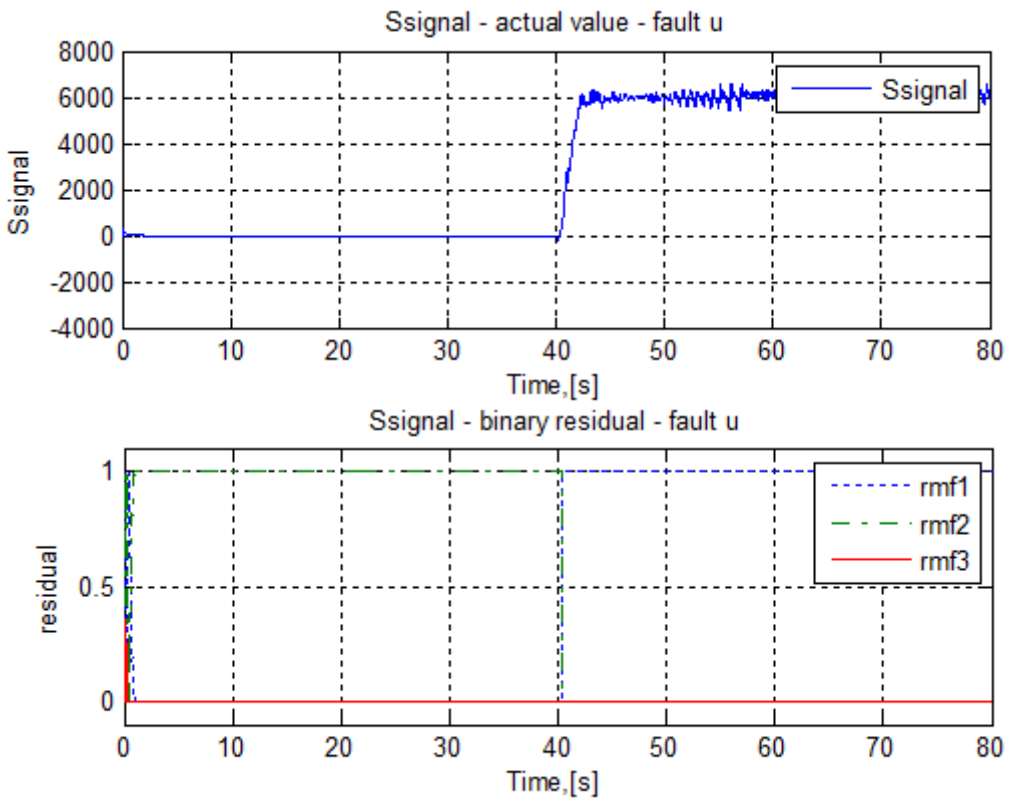


Фиг.4. Блок-схема за откриване на неизправности

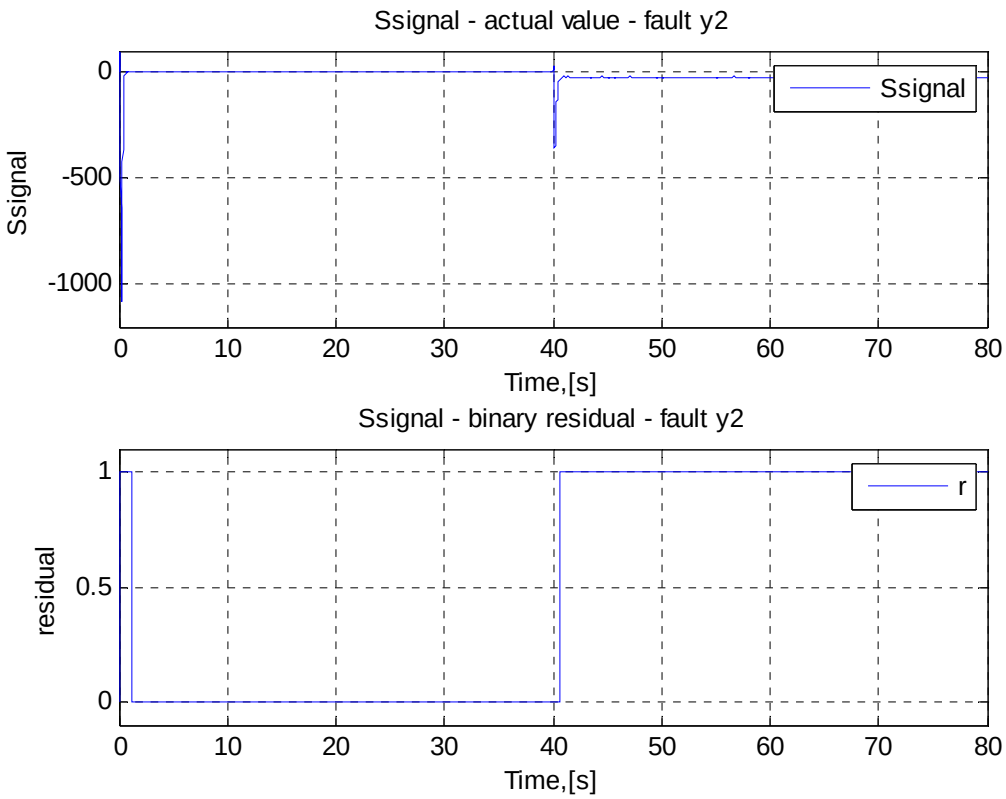
В първия експеримент неизправността е симулирана в изпълнителното устройство (на входа). Резултатите на фиг.5 са получени чрез прилагането на схемата от фиг.4.а, т.е. с твърди граници от вида (2). На фиг.6 са представени резултатите от прилагането на схемата от фиг.4.б, като са използвани размити функции на принадлежност. В горната част на фигурите е представена действителната стойност на $S_{сигнал}$, а в долната – формираните остатъци. На фиг.7 и фиг.8 са представени резултатите от подобни експерименти. Разликата спрямо експериментите от предходната фигура се състои в симулираната неизправност. Тук тя е при измервателно устройство (на изхода).



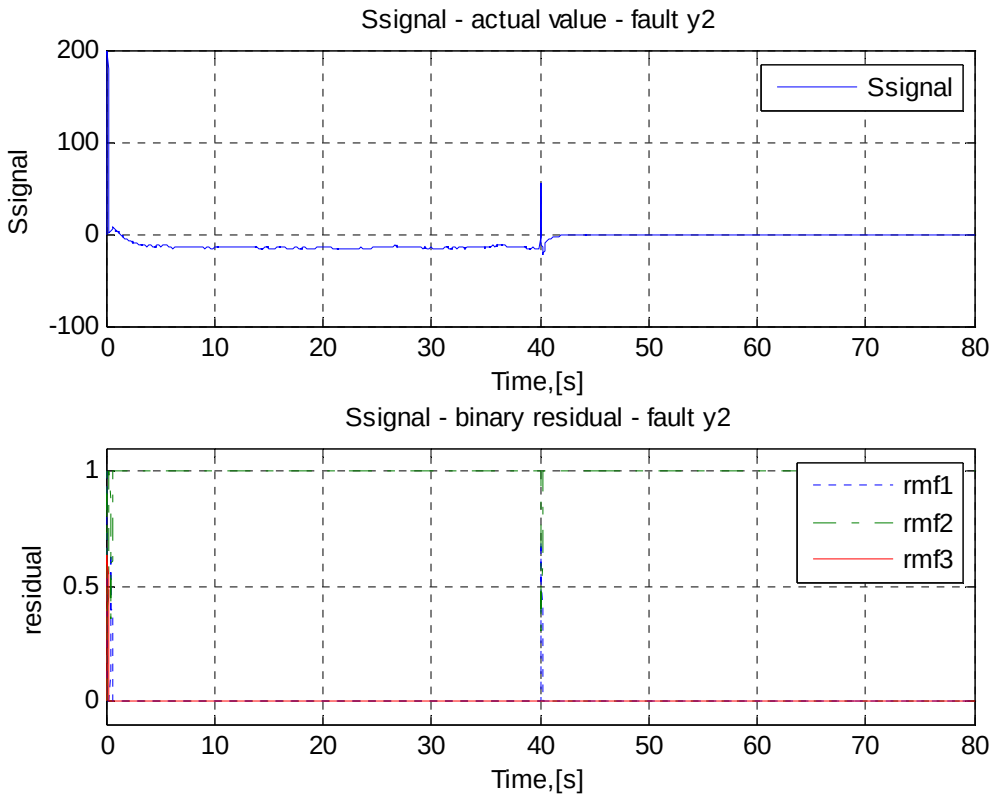
Фиг.5. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в изпълнителен механизъм при поставяне на граници



Фиг.6. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в изпълнителен механизъм при размити функции на принадлежност



Фиг.7. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в измервателно устройство при поставяне на граници



Фиг.8. Стойности на симптома при настъпване на неизправност в измервателно устройство при размити функции на принадлежност

Може да се види, че в момента на настъпване на неизправността в системата остатъкът се активира, което показва коректната работа на системата за откриване на неизправността.

7. Заключение

В тази статия е представен метод за откриване на неизправности в следяща система. Използван е симптом на базата на модел на обекта. Приложеният симптом е използван за откриването на неизправности както в изпълнителното, така и в измервателното устройство. За окончателното заключение на изправната / неизправната ситуация са използвани са както бинарни прагове, така и размити правила. С помощта на размитите правила може да се даде и по-пълна представа за големината на настъпилата неизправност. Проведени са експерименти с лабораторен стенд – модел на сервосистема за проверка на получените резултати. Резултатите са коментирани.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект 122ПД0082-08, финансиран от НИС на ТУ-София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Isermann R., ***Fault-Diagnosis Systems An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance***, Springer, Germany, 2006

[2] Isermann R., ***Fault-Diagnosis Applications Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors and Fault-tolerant Systems***, Germany, Springer, 2011

[3] Gertler J., ***Fault Detection and Diagnosis in engineering systems***, Marcel Dekker, Inc., USA, 1998

[4] Patton R., Frank P.M. and Clark Eds R.N., ***Issues of diagnosis for Dynamic systems - Diagnosis Systems***, Springer, London, UK, 2000

[5] Ichtev A., ***Parity equations for fault diagnostic of a servo system.*** XVIII национален научен симпозиум с международно участие "Метрология и метрологично осигуряване 2009" Созопол, pp. 498 – 504

[6] Balle P., D. Fussel, ***Closed-loop fault diagnosis based on a nonlinear process model and automatic fuzzy rule generation***, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Volume 13, Issue 6, pp. 695-704, 2000

[7] Inteco®, ***Modular Servo System, User Manual***

Автори: Гергана Йорданова, докторант - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София,E-mail address: *gijordanova@gmail.com*;

Александър Ищев, доц. д-р - катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 12.05.2013 **Рецензент** гл. ас. д-р А. Марковски

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МОДУЛ ЗА ПОДПОМАГАНЕ НА ВЗЕМАНЕТО НА РЕШЕНИЕ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА СЪСТОЯНИЕТО НА ФУРМИ ЗА ВДУХВАНЕ НА ВЪЗДУХ

Фани Томова, Коста Бошнаков, Атанас Атанасов

Резюме: *В настоящата работа се разглежда модул за вземане на решение за оперирането с фурмите в Peirce-Smith конвертор чрез използване на метода на прецедентите. Модулът е реализиран с помощта на Business Intelligence платформата Microstrategy.*

Ключови думи: *метод на прецедентите, business intelligence*

DECISION SUPPORT MODULE FOR CONTROL OF TUYERES STATE FOR AIR INJECTION

Fani Tomova, Kosta Boshnakov, Atanas Atanasov

Abstract: *Current paper presents the support decision making module for operation of injecting air nozzles in Peirce-Smith convertors based on Case Cased Reasoning method. The module is developed on the Business Intelligence platform MicroStrategy.*

Keywords: *case based reasoning, CBR, business intelligence, BI*

1. Въведение

Разработването на специализиран модул за подпомагане на вземането на решение за оперирането с фурми при управлението на Peirce-Smith конвертори, съоръжения, които се използват при производството на черна мед [2], се определя от различната степен на квалификация на оперативния персонал и влиянието на този фактор върху продължителността на кампаниите на разглежданите конвертори и като следствие възможността за икономия от ремонтните разходи.

Проектирането и реализацията на представяния модул се основават на исторически анализ на управлението и текущото техническо състояние на разглежданите конвертори и международни стандарти, които специфицират изискванията към разработването на софтуер за предсказващо поддържане и прогнозиране на състоянието на технологични съоръжения [5,6] .

Анализирани са проблемите свързани със състоянието на Peirce-Smith конверторите от гледна точка на предсказващото им поддържане, на основата на който е разработена функционална схема за предсказващо поддържане на Peirce-Smith конвертори, включваща предварителна обработка на постъпващата информа-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ция, прогнозиране на състоянието на фурмите при следващите плавки въз основа на текущото състояние, процедури за подпомагане на вземането на решения за управление на състоянието на фурмите и прекратяване на кампанията въз основа на направените прогнози и анализ на риска [4].

Разработен е модул за предварителна обработка на постъпващата информация [4]. Модулът дава възможност, след еднократно въвеждане на данните, те да се анализират на различни нива на грануларност. Има възможност за визуализиране както в табличен, така и в графичен вид на информацията, без да са необходими допълнителни настройки.

Целта на настоящата работа е развитие на системата за предсказващо поддържане на Peirce-Smith конвертори с добавяне на модул за вземане на решение за оперирането на фурмите чрез използване на метода на прецедентите.

Разглежданият модул е реализиран с помощта на Business Intelligence (BI) платформата MicroStrategy [1]. Чрез нея лесно се преобразува голям обем данни от различни източници в интерактивни табла и справки, които са необходими за вземането на информирани решения. Това е продукт, който помага за увеличаване на производителността, следи тенденциите и открива аномалиите, и има възможности за прогнозиране на бъдещите тенденции. MicroStrategy осигурява висока производителност и гъвкавост, необходима за поднасяне на информацията в подходящ вид на голям брой потребители чрез web браузъри, мобилни устройства и офис приложения [1].

2. Описание на процесите на вдухване на въздух в контекста на метода на прецедентите

Модулът е разработен с използване на подхода за правене на извод на базата на прецеденти (Case-Based Reasoning (CBR)). За конкретния случай е разработен динамичен CBR. Фурмите в разглежданите Peirce-Smith (PS) конвертори са 54 на брой и са разположени във фурмен ред, за който първоначално огнеупорната изолация е с по-големи размери в сравнение с останалата изолация на конвертора. През фурмите към стопилката в конвертора се подава под налягане въздух обогатен с кислород. Протичащите окислителни процеси са силно екзотермични. Основно, реакциите протичат в областта на факела, в резултат, на което локалната температура в областта на фурмите е по-висока, отколкото температурата в останалата част на конвертора. Това обуславя и увеличеното износване на огнеупорната изолация във фурмения ред. Поради хидродинамичните процеси в конвертора инициирани от вдухването на обогатен въздух за окисление в определени участъци от фурмения ред огнеупорната зидария се износва с по-голяма скорост. В определени граници скоростта на износване може да бъде изравнена чрез забиване на определени дюзи, което от своя страна променя хидродинамичната обстановка в конвертора.

Забиването на дюзи може да протече самопроизволно и целенасочено. Самопроизволното забиване е вследствие от изстиването и втвърдяването на стопилката в някоя от дюзите. При необходимост дюзите могат да бъдат отбивани в престоите между две плавки. Отбиването на фурма се налага от факта, че една

неправилно забита фурма от една страна намалява светлото сечение на въздушния поток към конвертора, а от друга променя хидродинамичната обстановка в него.

Целенасоченото забиване на дюзи се прави с цел намаляване на износването около конкретна фурма, както и за промяна на хидродинамичните условия в конвертора с цел равномерното износване на огнеупорната изолация във фурмения ред. Равномерното износване позволява по-продължителното използване на конвертора (удължаване на RUL (Remaining Useful Life)) в рамките на една кампания.

Решението за забиване на една или няколко фурми обикновено се взема въз основа на натрупания опит от експлоатационния персонал. В различните смени и периоди от годината той е с различна квалификация, което прави актуално събирането и формализирането на знания в предметната област, за които се знае, че са довели до положителен резултат.

Знанията за създаване на настоящия модул за третиране на фурмите са събирани на базата на голяма информационна извадка за успешни кампании на конверторите и плавките в рамките на тези кампании. Продължителността на една кампания обикновено е три-три и половина месеца и съдържа в себе си между 280 и 350 плавки.

3. Реализиране на модула за вземане на решение чрез BI платформата MicroStrategy

От гледна точка на организацията на процедурата за Case-Based Reasoning, атрибутите на прецедентите са както следва:

N - номер на плавката в съответната кампания

$Int = \int (Ta_1 + Ta_2)dt$ е интеграл от времената (min) на активно продухване през първия (Ta_1) и втория (Ta_2) период на конвертиране от началото на кампанията до конкретната плавка включително.

Понеже основната причина за разрушаване на огнеупорната изолация във фурмения ред е повишената температура на изолацията вследствие на окислителните процеси, така формираният интеграл е показателен за деструктивните процеси. Номерът на плавките и стойностите на интеграла до съответната плавка са силно корелирани, в резултат на което в качеството на атрибут може да бъде използвана само една от двете променливи.

Другите атрибути са 54 на брой и представляват дължините на фурмите, отнасящи се за конкретната плавка (N). В таблицата на фигура 1 фурмите са номерирани от ляво надясно за фурмения ред от 1-54 и под номерата са записани измерените стойности за всяка една от фурмите в сантиметри. Забитите фурми са означени с „-42”. Това е кодиране от съответната измерваща техника.

Понеже разработеният CBR е динамичен, решението за конкретния прецедент е препоръка за манипулиране (отбиване или забиване) на конкретни дюзи, но се отнася за следващата плавка.

Съгласно цикъла на CBR, фиг.1 представлява базата с прецеденти (Case Base), която се използва от MicroStrategy, за да извлича прецеденти по време на търсенето (Retreival) на най-близките до прецедента, за който трябва да бъде препоръчано решение. Таблицата може да бъде обогатявана или да бъдат изключвани прецеденти от нея.

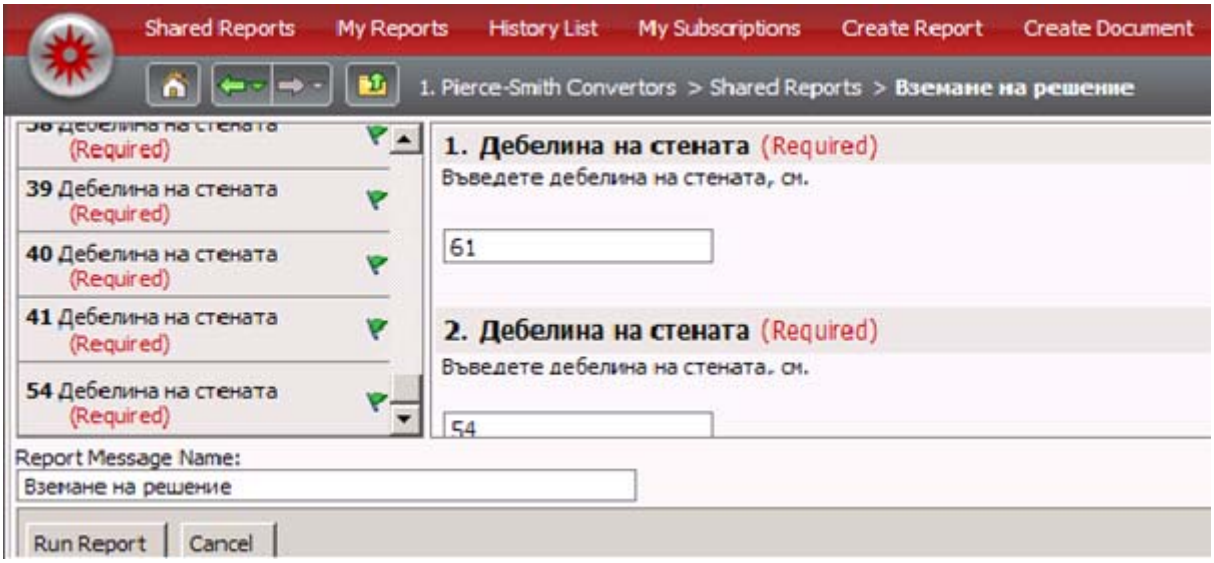
_AGG_cases

Plavk	Int	1	2	3	4	5	6	7	8	53	54	Solution
30	7680	61	55	55	57	56	54	56	57	58	59	Не се предприемат действия по забиване или отби
40	10000	59	55	56	58	58	57	59	57	60	56	Отбиване на фурма 19
60	15100	55	52	50	54	52	52	51	51	53	54	Забиване на 27-ма фурма
210	52830	38	30	32	36	34	33	28	33	26	23	"Забиване на фурми 26, 28 и 29"
220	55380	36	36	34	34	33	33	28	32	24	23	Забиване на 25-та фурма
260	65800	36	32	34	29	32	28	34	31	34	34	"Забиване на фурми 23,24 и 30"
280	72030	33	28	29	29	29	28	30	29	31	30	Забиване на 32-ра фурма
290	75270	31	30	29	28	28	28	31	30	26	27	Забиване на 31-ва фурма
50	7370	60	56	56	57	54	55	54	56	56	56	Не се предприемат действия по забиване или отби
70	12490	56	56	56	54	54	54	55	55	54	53	"Забиване на фурми 2,9,19,21,25,26,29,30,31,32,34,3
80	15190	55	-42	52	48	51	50	49	49	54	55	Отбиване на фурми 2 и 9
110	23330	49	45	45	38	38	43	43	41	45	44	"Отбиване на фурми 30,31,32,34,38 и забиване на 2
150	34420	43	38	39	36	38	38	35	34	34	38	Отбиване на фурми 19 и 20
260	65330	20	23	21	19	19	18	18	18	17	17	"Забиване на фурми 30, 31 и 32"
70	15790	36	39	39	-42	50	52	54	49	53	54	"Забиване на фурми 1,2 и 3"
100	25120	-42	-42	-42	-42	40	42	40	43	53	51	Забиване на 28-ма фурма
190	50370	-42	-42	-42	-42	38	38	37	38	32	35	Забиване на фурми 26 и 27
200	53390	-42	-42	-42	-42	39	37	38	36	33	35	Забиване на фурми 10 и 47
240	63980	-42	-42	-42	-42	41	33	32	33	30	30	Забиване на фурми 24 и 25

Record: 12 of 19 No Filter Search

Фиг.1. База с прецеденти

На фиг.2 е даден общият вид на CBR приложението, като чрез левия панел може да бъде избирана фурмата, за която се въвеждат данни, а в десния панел е полето за въвеждане на данни.



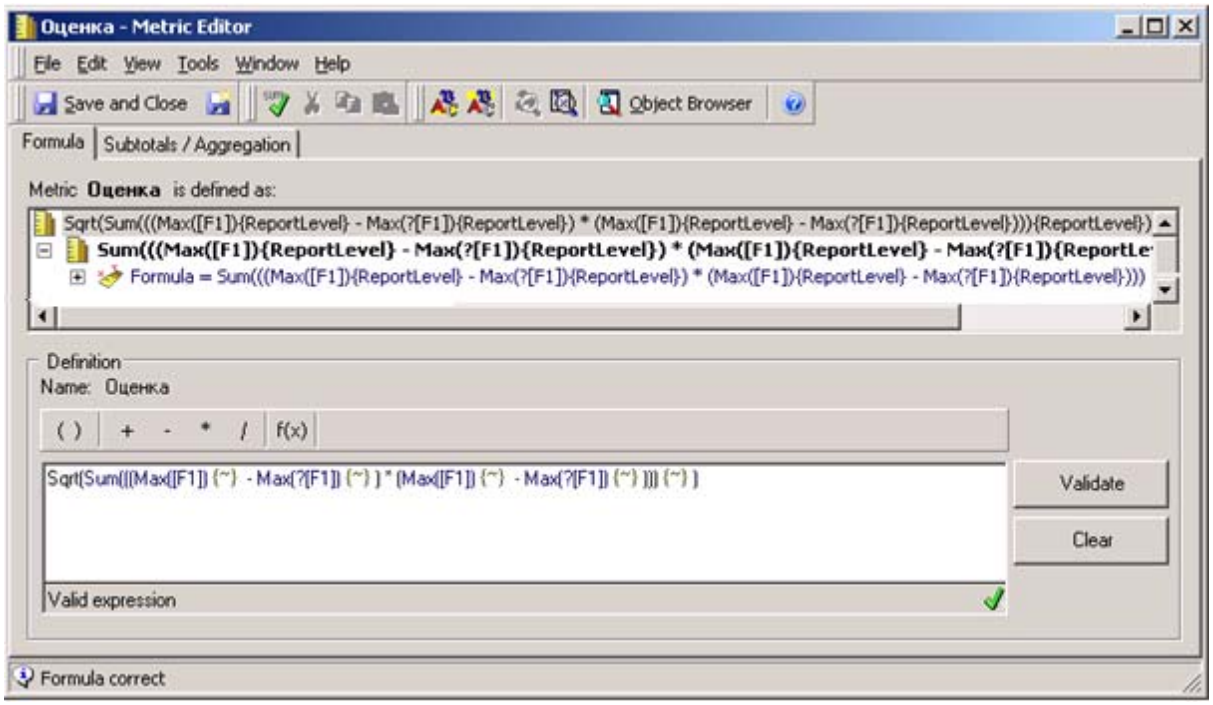
Фиг.2. Задаване на данни за тестовия прецедент

След като данните за даден прецедент са въведени, чрез бутона „Run Report” се активира процедурата по търсене и извличане на K на брой най-близки прецедента до тестовия (въведения). В случая K е зададен да е 4, но параметърът е конфигурируем.

Функцията за близост между прецедентите d(p,q) е от вида Евклидово разстояние (1), където p и q описват дължината на всяка една фурма на текущия прецедент и конкретен прецедент в базата прецеденти.

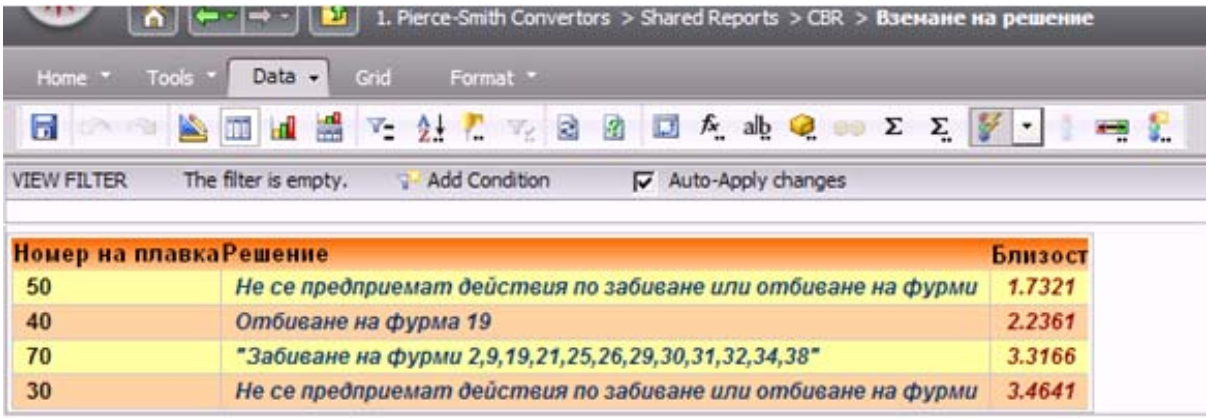
$$\mathbf{d(p,q) = d(q,p)} = \sqrt{(q_1 - p_1)^2 + (q_2 - p_2)^2 + \cdots + (q_n - p_n)^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n}(q_i - p_i)^2}. \quad (1)$$

На Фиг.3 е показан панелът, чрез който могат да се дефинират функциите за близост.



Фиг.3. Дефиниране на функция на близост

На следващата фиг.4 са показани резултатите от търсенето в базата с прецеденти, класирани по близост. В случая близост 1.7321 означава най-близкият прецедент от базата, а близост 3.4641 - най-отдалеченият прецедент (от К-те на брой най- близки извлечени като резултат).



Номер на плавка	Решение	Близост
50	Не се предприемат действия по забиване или отбиване на фурми	1.7321
40	Отбиване на фурма 19	2.2361
70	"Забиване на фурми 2,9,19,21,25,26,29,30,31,32,34,38"	3.3166
30	Не се предприемат действия по забиване или отбиване на фурми	3.4641

Фиг.4. Резултат от работата на модула

4. Заключение

Настоящата работа е етап в разработването на система за предсказващо поддържане на работата на Peirce-Smith конвертори при производство на черна мед.

Анализирани са процесите върху дебелината на стената на конвертора в областта на фурмения ред с напредване на плавките в контекста на метода на прецедентите.

Разработен е софтуер за подпомагане на вземането на решение реализиращ метода на прецедентите с помощта на BI платформата MicroStrategy.

БЛАГОДАРНОСТ

Авторите на публикацията изказват своята благодарност на НФНИ към МОМН за финансирането на настоящото изследване по договор № DVU_10_0267/2010 г., с Фонд „Научни изследвания” на тема „Предсказващо поддържане на технологични съоръжения въз основа на диагностика и анализ на риска”.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Microstrategy, Inc., MicroStrategy Functions Reference, Twenty-third Edition, June 2011, version 9.2.1

[2] Бошнаков, К., Т. Гинчев, В. Петков, Е. Михайлов, Стратегия за предсказващо поддържане на Peirce-Smith конвертори, Годишник на Техническия университет - София, ISSN 1311-0829, Том 62, кн.1, 2012, стр.345-354.

[3] Бошнаков, К., Система за предсказващо подържане на Peirce-Smith конвертори, Proc. of the International Conference Automatics and Informatics’12, Bulgaria, Sofia, October, 3–5, 2012, pp. 190-194

[4] Томова, Ф., К. Бошнаков, А. Атанасов, Възможности на софтуерната платформа Microstrategy за интелигентна обработка на данни, Proc. of the International Conference Automatics and Informatics’12, Bulgaria, Sofia, October, 3–5, 2012, pp.182-185

[5] International Standard ISO 13374-1:2003, Condition Monitoring and Diagnostics of Machines – Data Processing, Communication and Presentation – Part 1:General guidelines, ISO 2003.

[6] International Standard ISO 13381-1:2004, Condition Monitoring and Diagnostics of Machines – Prognostics – Part 1: General guidelines, ISO 2004

Автори: Фани Томова, гл. ас. - катедра „ПИИС”, Химикотехнологичен и металургичен университет - София; Коста Бошнаков, доц. д-р - катедра „АИТ”, Химикотехнологичен и металургичен университет - София; Атанас Атанасов, доц. д-р - катедра „ПИИС”, Химикотехнологичен и металургичен университет – София, E-mail address: *naso@uctm.edu*

Постъпила на 07.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПРИЛОЖЕНИЕ НА БЛОК-ИМПУЛСНИТЕ ФУНКЦИИ ПРИ ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА НЕЛИНЕЙНИ СИСТЕМИ

Марияна Тодорова

Резюме: *В доклада е разгледан проблема за параметрична идентификация на нелинеен обект посредством прилагане на ортогонални блок-импулсни функции. Предложени са алгоритъм и m-файл в средата на Matlab за оценяване на параметрите на модела. Алгоритъмът е приложен за параметрична идентификация на динамиката на речен кораб в хоризонталната равнина под действието и на течение. Изследвана е точността на оценяване на параметрите при различен брой ортогонални функции и получените резултати са анализирани.*
Ключови думи: *параметрична идентификация, нелинейни системи, блок-импулсни функции*

APPLICATION OF BLOCK - PULSE FUNCTIONS IN THE IDENTIFICATION OF NONLINEAR SYSTEMS

Mariana Todorova

Abstract: *In this paper the problem of parameter identification of nonlinear system by using orthogonal block – pulse functions is considered. Algorithm for estimation of the parameters of the model and m – file in Matlab are presented. The algorithm for parameter identification of the dynamic of river ship by consideration of the current influence is applied. The accuracy of the parameters is estimated by using different number of orthogonal functions and the obtained results are analyzed.*

Keywords: *parameter identification, nonlinear system, block – pulse functions*

1. Въведение

Строго погледнато всички реални системи за автоматично управление са нелинейни в известна степен. Независимо, че стремежът е по възможност да се използват опростени линейни модели, тъй като линейната теория е по-добре разработена, има случаи, когато линеаризацията е недопустима. Поради това нелинейните модели играят съществена роля и намират приложение в различни области на науката и техниката.

Получаването и оценката на модела на една нелинейна динамична система е сравнително сложна задача. Подходящо е използването на методите на ортогоналните функции при параметрична идентификация на нелинейни системи, тъй като те водят до по-прости изчислителни процедури [4, 6, 7, 8, 9].

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

В настоящия доклад са предложени алгоритъм и m – файл за оценяване на параметрите на обект, чиято динамика се описва със система нелинейни диференциални уравнения, посредством използване на свойствата на блок – импулсните функции. Разработеният алгоритъм е приложен при параметрична идентификация на динамиката на речен кораб в хоризонталната равнина под действието и на течение, разпространяващо се перпендикулярно на посоката на движение. Използвани са данните, получени при изпитания на корабен модел в басейн. Изследвана е точността на оценяване на параметрите на модела при различен брой ортогонални функции и получените резултати са анализирани.

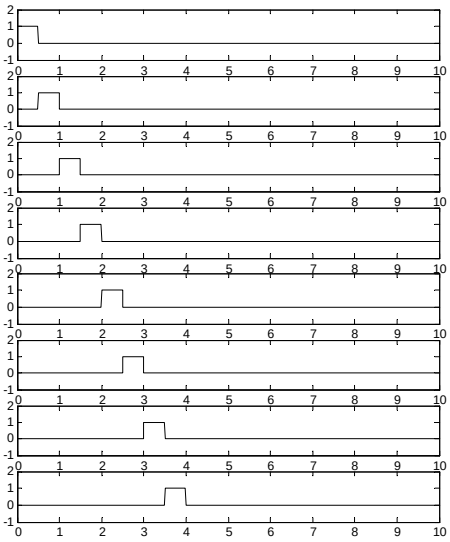
2. Особености на блок-импулсните функции

Блок-импулсните функции (БИФ) $B_n(t)$ се дефинират като множество от ортогонални функции [4, 6], определени от интервала $t \in [0,T]$ (фиг.1)

$$B_n(t) = \begin{cases} 1, & при\ t \in [(n-1).\dfrac{T}{m}, n.\dfrac{T}{m}] \\ 0, & при\ t \notin [(n-1).\dfrac{T}{m}, n.\dfrac{T}{m}] \end{cases} \quad (1)$$

$$n = 1, 2, ..., m$$

Те са ортогонални с тегло $\rho(t) = 1$ за посочения интервал и тегловата норма е $d_i = \sqrt{\dfrac{T}{m}}$, където: i = 0, 1, 2, … m-1; m – цяло положително число, равно на броя на подинтервалите, на които се разлага интервала на наблюдение [0, T].



Фиг.1. Първите осем БИФ при T = 10 и m = 20

Ако дадена функция $f(t)$ е интегрируема в интервала [0, T], тя може да бъде апроксимирана с ортогонални блок-импулсни функции, както е посочено по-долу

$$f(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i . B_i(t) \quad (2)$$

Отсечен ред от изместените ортогонални функции, апроксимиращ $f(t)$, може да се запише по следния начин

$$f(t) = [c_o \; c_1 \; \dots c_{m-1}].\begin{bmatrix} B_o(t) \\ B_1(t) \\ \dots\dots\dots \\ B_{m-1}(t) \end{bmatrix} = C_M^T.B_M(t), \quad (3)$$

където:

C_M – вектор с коефициентите от разложението в ред на Фурие, които могат да се определят от

$$c_i = \frac{T}{m}.\int_{(n-1).\frac{T}{m}}^{n.\frac{T}{m}} f(t).dt \quad \cong \quad \frac{T}{m}.\left\{ f[(n-1).\frac{T}{m}] + f[n.\frac{T}{m}] \right\}. \quad (4)$$

3. Параметрична идентификация на обект, описван със система нелинейни диференциални уравнения

Ще бъде разгледан нелинеен обект, чиято динамика може да се представи със система нелинейни диференциални уравнения от вида

$$\left| \begin{array}{l} a.\ddot{x}(t) - b.\dot{y}(t).\dot{z}(t) + k_1.\dot{z}(t)^2 + k_2.z(t).\dot{x}(t)^2 + k_3.x(t).z(t) + k_4.\dot{x}(t)^2 = 0 \\ b.\ddot{y}(t) + a.\dot{x}(t).\dot{z}(t) + l_1.\dot{x}(t)^2 + l_2.\dot{x}(t)^2.\dot{z}(t) + l_3\dot{z}(t)^2.\dot{x}(t)^2 + l_4.y(t) = 0 \\ c.\ddot{z}(t) + (a-b).\dot{y}(t).\dot{x}(t) + m_1.\dot{x}(t)^2 + m_2.\dot{x}(t)^2.\dot{z}(t) + m_3.x(t) + m_4.x(t)^2 = 0 \end{array} \right. \quad (5)$$

където: $x(t), y(t)$ и $z(t)$ - сигнали; a, b, c - неизвестни параметри; k_i, l_i, m_i ($i = 1,\dots,4$) - константи.

Когато са дадени сигналите, задачата е да се оценят параметрите a, b и c.

Преди да се приложи алгоритмът за идентификация с ортогонални блок-импулсни функции, са направени следните полагания:

$f_1(t) = \ddot{x}(t)$, $f_2(t) = \dot{y}(t).\dot{z}(t)$, $f_3(t) = \dot{z}(t)^2$, $f_4(t) = z(t).\dot{x}(t)^2$, $f_5(t) = x(t).z(t)$, $f_6(t) = \dot{x}(t)^2$, $f_7(t) = \ddot{y}(t)$, $f_8(t) = \dot{x}(t).\dot{z}(t)$, $f_9(t) = \dot{z}(t)^2.\dot{x}(t)^2$, $f_{10}(t) = y(t)$, $f_{11}(t) = \ddot{z}(t)$, $f_{12}(t) = x(t)$, $f_{13}(t) = x(t)^2$, $f_{14}(t) = \dot{y}(t).\dot{x}(t)$, $f_{15}(t) = \dot{x}(t)^2.\dot{z}(t)$

В резултат системата уравнения (5) се преобразува във вида

$$\left| \begin{array}{c} a.f_1(t) - b.f_2(t) + k_1.f_3(t) + k_2.f_4(t) + k_3.f_5(t) + k_4.f_6(t) = 0 \\ b.f_7(t) + a.f_8(t) + l_1.f_6(t) + l_2.f_{15}(t) + l_3 f_9(t) + l_4.f_{10}(t) = 0 \\ c.f_{11}(t) + (a-b).f_{14}(t) + m_1.f_6(t) + m_2.f_{15}(t) + m_3.f_{12}(t) + m_4.f_{13}(t) = 0 \end{array} \right. \quad (6)$$

Алгоритмът за идентификация включва следните основни стъпки:

1) Разлагане на функциите $f_i(t), i = 1, 2, \ldots, 15$, посочени по-горе, по ортогонални блок-импулсни функции;
2) Прилагане на свойствата на блок-импулсните функции и преобразуване на диференциалните уравнения в алгебрични

$$\left| \begin{array}{c} a.F_1 - b.F_2 + k_1.F_3 + k_2.F_4 + k_3.F_5 + k_4.F_6 = 0 \\ b.F_7 + a.F_8 + l_1.F_6 + l_2.F_{15} + l_3.F_9 + l_4.F_{10} = 0 \\ c.F_{11} + (a-b).F_{14} + m_1.F_6 + m_2.F_{15} + m_3.F_{12} + m_4.F_{13} = 0 \end{array} \right. \quad (7)$$

където F_i $(i = 1, 2, \ldots, 15)$ - вектори, съдържащи коефициентите от разложението на функциите $f_i(t)$.

3) Представяне на системата алгебрични уравнения (7) в матрична форма във вида

$$A.Q = H \quad (8)$$

където:

$$A = \begin{bmatrix} F_1 & -F_2 & 0 \\ F_8 & F_7 & 0 \\ F_{14} & -F_{14} & F_{11} \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} \hat{a} \\ \hat{b} \\ \hat{c} \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} (-k_1.F_3 - k_2.F_4 - k_3.F_5 - k_4.F_6) \\ (-l_1.F_6 - l_2.F_{15} - l_3.F_9 - l_4.F_{10}) \\ (-m_1.F_6 - m_2.F_{15} - m_3.F_{12} - m_4.F_{13}) \end{bmatrix}$$

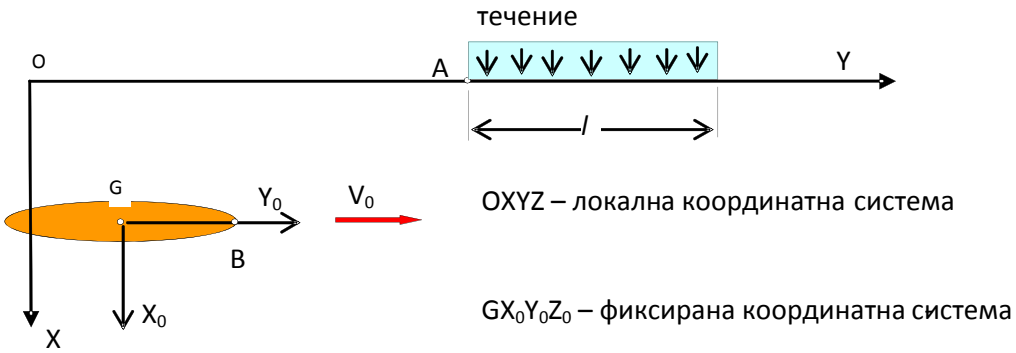
4) Решаване на матрично уравнение (8) по метода на най-малките квадрати спрямо Q, в резултат на което се получава

$$Q = (A^T.A)^{-1}.A^T.H \quad (9)$$

По представения алгоритъм е разработен m- файл в средата на Matlab.

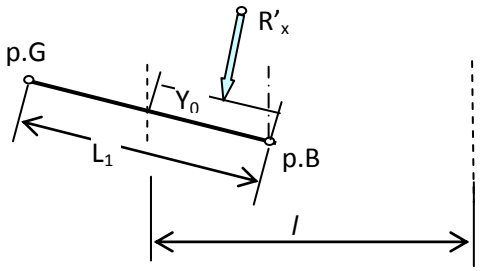
4. Параметрична идентификация на динамиката на речен кораб

Предложеният по-горе алгоритъм е приложен при параметрична идентификация на динамиката на речен кораб в хоризонталната равнина под действието и на течение (фиг.2). Корабът се движи напред с определена скорост V_0 без насочване. Течението се разпространява перпендикулярно на посоката на движение на кораба. Дължината на кораба е по-малка от широчината на течението l.



Фиг.2. Координатни оси

Разглежда се позицията, когато т.G не е достигнала т.A (фиг.3).



Фиг.3. Момент М

Външната сила, дължаща се на налягането на водата, породено от течението, може да се изчисли по следния начин

$$R_x = \overline{P}\, d\, y \quad (10)$$

Надлъжната проекция на тази сила R'_x води до повишаването на момента M в центъра на тежестта, който може да бъде представен като

$$M = \overline{R'_x}\left(L_1 - \frac{Y_0}{2}\right) = Py\cos\varphi\left(L_1 - \frac{y}{2\cos\varphi}\right), \quad (11)$$

където са валидни следните съотношения:

$$Y_0 = Y\cos\varphi; \qquad R_x = PY;$$
$$l_1 = \frac{l}{\cos\varphi}; \qquad \overline{R'_x} = R_x\cos\varphi; \quad (12)$$
$$\overline{R'_y} = R_x\sin\varphi.$$

Уравненията на свързаното движение на кораба в хоризонталната равнина, за разглеждания момент, като се използва традиционното представяне [1, 5], могат да се запишат по следния начин:

$$\left|\begin{array}{l} (m+\lambda_{xx}).\ddot{x} - (m+\lambda_{yy}).\dot{y}.\dot{\varphi} - \lambda_{66}.\dot{\varphi}^2 + \frac{\rho}{2}.2{,}4.\varphi.F_d.\dot{x}^2.C_{x_0} - \overline{p}.d.x.\varphi + \frac{\rho}{2}.F_d.\dot{x}^2.C_{x_0} = 0 \\ (m+\lambda_{yy}).\ddot{y} + (m+\lambda_{xx}).\dot{x}.\dot{\varphi} + \frac{\rho}{2}.((a_1.\beta + a_2.\beta.|\beta|) + a_3.\dot{\varphi} + a_4.\beta.\dot{\varphi}.|\dot{\varphi}|).F_d.\dot{x}^2 - \overline{p}.d.y = 0 \\ (J_z + \lambda_{66}).\ddot{\varphi} + (\lambda_{xx} - \lambda_{yy}).\dot{y}.\dot{x} + \frac{\rho}{2}.(b_1.\beta - b_2.\dot{\varphi}).\dot{x}^2.F_d.L - \overline{p}.d.x.L_1 + \overline{p}.d.\frac{x^2}{2} = 0 \end{array}\right. \quad (13)$$

където:

d – газене на кораба;

l - ширина на течението;

L_1 - най-голямата дължина на кораба;

L_2 - дължина на кърмата на кораба;

V_0 - начална скорост на кораба;

$\overline{P}$ *[Pa]* - налягане на водата; $P = \overline{P}\, d$ *[N/m]*;

F_d - площ на надлъжния разрез на кораба;

λ_{xx} – присъединена маса на удар;

λ_{yy} – присъединена маса на люлеене;

λ_{66} – присъединен инерционен момент на отклонение от курса на движение;

J_z – масов инерционен момент.

Когато сигналите $x(t)$, $y(t)$, $\beta(t)$ и $\varphi(t)$ са известни, задачата е да се оценят параметрите $(m+\lambda_{xx})$, $(m+\lambda_{yy})$ и $(J_z+\lambda_{66})$ на системата нелинейни диференциални уравнения.

Алгоритмът за параметрична идентификация, представен в т.3, може да бъде приложен за разглежданата задача. За целта системата диференциални уравнения (13) се преобразува във вида (6) посредством следните полагания:

$$(m+\lambda_{xx})=a,\ \ (m+\lambda_{yy})=b,\ \ -\lambda_{66}=k_1,\ \ 2{,}4.\frac{\rho}{2}.F_d.C_{x_0}=k_2,\ \ \overline{p}.d=k_3,$$

$$\frac{\rho}{2}.F_d.C_{x_0}=k_4,\ \ \frac{\rho}{2}.(a_1.\beta+a_2.\beta.|\beta|).F_d=l_1,\ \ a_3.F_d=l_2,\ \ a_4.\beta.F_d=l_3,\ \ l_4=k_3,$$

$$(J_z+\lambda_{66})=c,\ \ \frac{\rho}{2}.b_1.\beta.F_d.L=m_1,\ \ \frac{\rho}{2}.b_2.F_d.L=m_2,\ \ -\overline{p}.d.L_1=m_3,\ \ \frac{\overline{p}.d}{2}=m_4.$$

$$f_1(t)=\ddot{x},\ \ f_2(t)=\dot{y}.\dot{\varphi},\ \ f_3(t)=\dot{\varphi}^2,\ \ f_4(t)=\dot{x}^2.\varphi,\ \ f_5(t)=x.\varphi,\ \ f_6(t)=\dot{x}^2,$$

$$f_7(t)=\ddot{y},\ \ f_8(t)=\dot{x}.\dot{\varphi},\ \ f_9(t)=\dot{\varphi}.|\dot{\varphi}|.\dot{x}^2,\ \ f_{10}(t)=y,\ \ f_{11}(t)=\ddot{\varphi},\ \ f_{12}(t)=x,$$

$$f_{13}(t)=x^2,\ \ f_{14}(t)=\dot{y}.\dot{x},\ \ f_{15}(t)=\dot{x}^2.\dot{\varphi}$$

5. Числени резултати

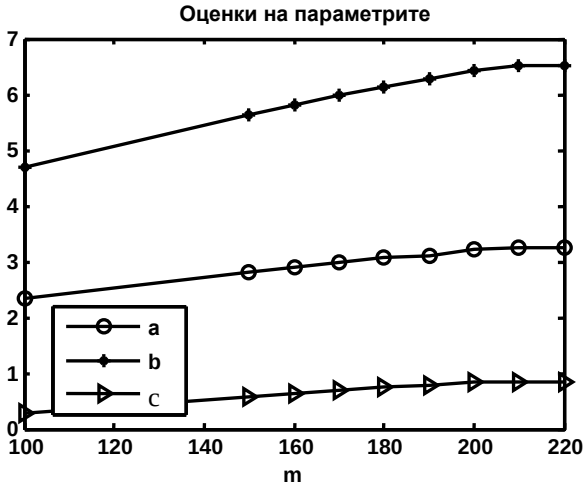
Използвани са данните, получени при изпитания на корабен модел в басейн. С помощта на разработения файл в средата на Matlab е изследвана точността на оценяване на параметрите на модела при различен брой ортогонални функции.
Оценените стойности на параметрите при различен брой m на блок-импулсните функции са дадени в Таблица 1, където: a, b, c - параметри на модела, изчислени посредством апроксимиращи съотношения; $\hat{a}, \hat{b}, \hat{c}$ - оценени стойности на параметрите; E - относителна грешка по параметри

$$E=\sqrt{\frac{(a-\hat{a})^2+(b-\hat{b})^2+(c-\hat{c})^2}{a^2+b^2+c^2}} \qquad (14)$$

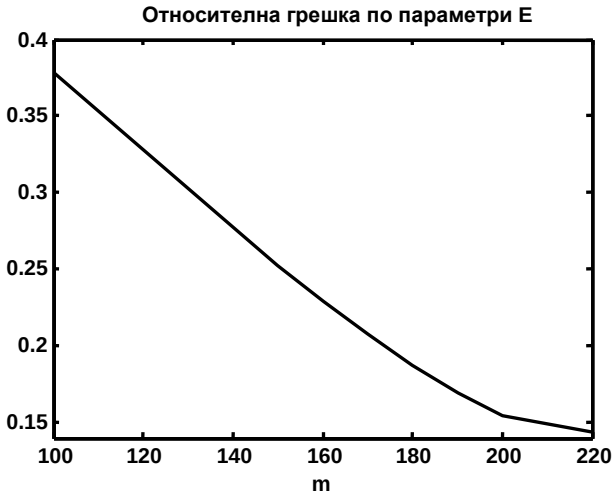
От получените резултати се вижда, че оценките $\hat{a}, \hat{b}, \hat{c}$ на параметрите a, b, c се получават значително по-точно при използване на по-голям брой ортогонални блок-импулсни функции.

Таблица 1

m	$a = 3{,}06$ $\hat{a}$	$b = 7{,}70$ $\hat{b}$	$c = 0{,}848$ $\hat{c}$	E
100	2,3435	4,6878	0,2651	0,378
150	2,8157	5,6315	0,5841	0,252
160	2,9013	5,8028	0,6391	0,229
170	2,9858	5,9717	0,6910	0,208
180	3,0700	6,1402	0,7414	0,187
190	3,0960	6,2901	0,7884	0,169
200	3,2071	6,4144	0,8243	0,154
210	3,2517	6,5036	0,8463	0,145
220	3,2520	6,5143	0,8523	0,144



Фиг.4. Влияние на броя на БИФ върху оценките на параметрите



Фиг.5. Влияние на броя на БИФ върху относителната грешка по параметри *E*

6. Заключение

В настоящия доклад са предложени алгоритъм и m-файл в средата на Matlab за оценяване на параметрите на обекти, чиято динамика може да се представи със система нелинейни диференциални уравнения. Алгоритъм е приложен при параметрична идентификация на динамиката на речен кораб в хоризонталната равнина под действието и на течение, разпространяващо се перпендикулярно на посоката на движение. Проведени са числени експерименти и е изследвано влиянието на броя на използваните ортогонални функции върху точността на оценяване на параметрите.

Алгоритмът за параметрична идентификация с използване на ортогонални блок-импулсни функции се отличава със значителна простота и бързодействие. Това се дължи на характерната особеност на БИФ да съдържат един импулс в даден подинтервал на времето и нули в останалите подинтервали. Необходимостта от изчислителна памет е сведена до минимум. Броят на използваните блок-импул-

сни функции влияе съществено върху точността на оценяване. При прилагане на по-голям брой ортогонални функции (m>200) относителната грешка по параметри значително намалява.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Goffman A. D. (1976), ***Theory and calculation of maneuverability of river ship***, Sudostroenie, (in Russian).

[2] Kolarov T. P., M. G. Todorova M. G., P. T. Kolarov (2005), ***A method for determination of the added mass of floating structure motions in a horizontal plane***, MEEMI, II International congress, TU-Varna, vol. II, pp.296- 3046.

[3] Kolarov T., M. Todorova, D. Genov (2004), ***Identification of the connected motions of the immersed towed trolling depressor***, Seventh international conference on marine science and technology Black Sea, Varna, vol. 1, pp. 75 – 80.

[4] Nath A. K., T. T. Lee (1983), ***On the multidimensional extension of block – pulse functions and their completeness***, Int. J. Systems Sci., vol. 14, no. 2, pp. 201 – 208.

[5] Sobolev G. V. (1976), ***Maneuvering of ship and automation of operation***, Sudostroenie, (in Russian).

[6] Todorova M. G. (2003), ***Research of the possibilities and application of two dimensional orthogonal functions for dynamic distributed parameters systems identification***, PhD Thesis, Varna.

[7] Todorova M. G. (2010), ***Identification of one class of distributed parameter systems based on orthogonal functions***, ICEST, ISBN 978-9989-786-57-0, vol. 1, pp. 457 - 460, Macedonia.

[8] Todorova M. G., D. G. Genov (2002), ***Identification of non – linear distributed parameter systems via Haar wavelets***, International Conference on Automation and Informatics, ISBN 954-9641-30-9 (vol. 1), pp. 233 – 237, Sofia.

[9] Todorova M. G., T. Pencheva (2007), ***Using of two-dimensional block pulse functions for identification of wastewater treatment process***, AMSE Periodicals, Modelling C, pp. 58 – 73, France.

Автор: Марияна Тодорова, доц. д-р - катедра „Автоматизация на производството”, Факултет по изчислителна техника и автоматика, Технически Университет - Варна, E-mail address: *mgtodorova@yahoo.com*

Постъпила на 19.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ОТНОСНО ПРИЛОЖЕНИЕТО НА ЕДИН КОСВЕН МЕТОД ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА ИНДУКТИВНОСТИ

Деница Държанова

Резюме: *Дискутиран е метода за косвено определяне на индуктивност посредством анализ на преходния процес при включване в постоянно-токова верига на бобина или друга конфигурация от проводници. Анализът се основава на съвременните възможности за регистриране на кривата на тока, която се подчинява на диференциално уравнение от първи ред. Записът с данни предоставя възможност да се определи времеконстантата T на процеса. Ако предварително бъде измерено и активното съпротивление в контура на измервателната верига става възможно да се определи търсената индуктивност L. Точното определяне на времеконстантата T е съпроводено с някои особености и проблеми, които са предмет на дискусия. Този косвен метод може да се приложи успешно и за определяне на капацитета на кондензатори, тъй като зарядният процес се подчинява на същия тип линейно диференциално уравнение от първи ред.*

Ключови думи: *Индуктивност, измерване, преходен процес, времеконстанта*

ONE INDIRECT METHOD APPLICATION FOR INDUCTANCE MEASUREMENT

Denitsa Darzhanova

Abstract*: An indirect method for inductance measurement is introduced and discussed, based on the transient process analyses, should a coil or arbitrary conductor configuration be switched on as part of a DC electrical circuit. The current transient curve, subservient to a first order differential equation is subject of registering by means of modern measurement tools. The further processing of the set of data obtained allows to determine the process time-constant T. Should the total resistance of the measurement circuit be preliminary conventionally measured, it becomes possible to find the circuit inductance. The precise determination of the time-constant T is specific and accompanied with problems, which are subject of discussion. This same indirect measurement method can also be applied successfully to measure capacitor's capacitance, since its charging process is subordinated to the same linear differential equation.*

Key words*: Inductance, measurement, transient process, time-constant*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

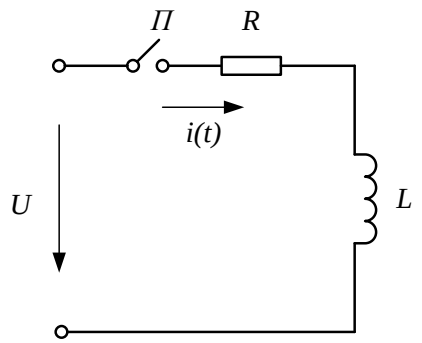
1. Въведение

Индуктивности на бобини се измерват удобно и прецизно в лабораторни условия посредством класическите мостови методи [1]. Съществуват обаче случаи, при които обекта или не е съсредоточен (във вид на бобина), или мостовите методи са неприемливи. В такъв случай се предлагат и използват други косвени методи, например посочените в [2,3]. Подобен косвен метод е метода при който се анализира преходния процес при включване и/или изключване на обекта подлежащ на измерване като част от постоянно-токова верига. В чист вид токът през такава $R-L$ комбинация се променя по експоненциален закон. Точното определяне на времеконстантата на процеса предоставя възможност да бъде определена и индуктивността на обекта.

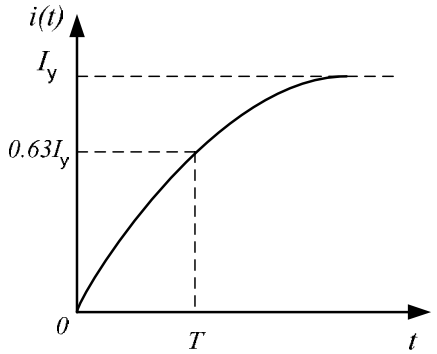
Практическото приложение на този известен подход се сблъсква с определени трудности и проблеми, когато става дума за точно измерване, а не само за инженерна оценка на индуктивността. Съвременните средства за цифрово измерване и запис на токове и напрежения предоставят отлични възможности за реализиране на по-точни измервания. Използването на такъв метод може да има и допълнителен общо-познавателен ефект в процеса на обучение на студенти по дисциплината „Електроизмервателна техника”.

2. Теоретични предпоставки за използване на метода

На фиг.1.а. е показана електрическата схема за включване на $L-R$ верига към източник на постоянно напрежение U. Резисторът R представя общо собственото съпротивление на обекта, чийто индуктивност L предстои да бъде измерена, и добавъчен резистор (напр. шунт), чрез който се измерва тока във веригата след затваряне на прекъсвача $П$.



Фиг.1.а.



Фиг.1.б.

На фиг.1.б. е показана кривата на тока през веригата, според известния от електротехниката закон

$$i(t_1) = I_Y\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \qquad (1)$$

където $I_Y = \dfrac{U}{R}$; $T = \dfrac{L}{R}$

Практически се използват няколко възможности за определяне на времеконстантата T по опитно получени данни съгласно фиг.1.б.:

2.1. Тъй като за време $t = T$, съгласно (1) токът i достига 63% от установената си стойност, в инженерната практика на тази основа се правят приблизителни оценки за T, като време, измерено от началото на процеса, за което се достига тази стойност на тока.

2.2. В [4] за случай на загряване на еднородно тяло, което се подчинява на същия закон, е показано теоретично как да се изчисли времеконстантата T въз основа на опитно получената крива. Наистина като се диференцира израза за тока от (1) лесно се получава, че

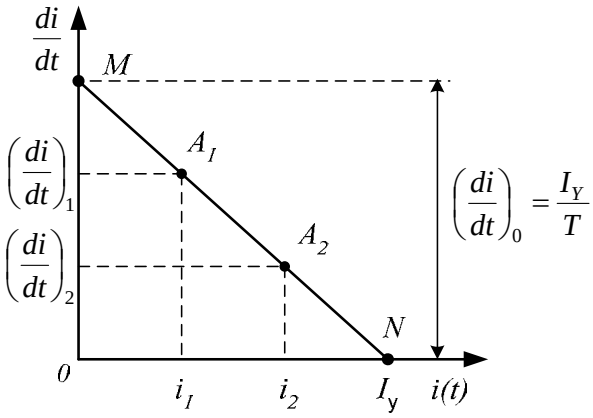
$$\frac{di}{dt} = \frac{I_Y}{T} - \frac{1}{T} \cdot i(t) \tag{2}$$

От този израз следва, че ако бъде прекарана допирателна в началото на кривата ($i = 0$), тя пресича правата $i = I_Y$ в точка $t = T$, което също се използва за по-груби инженерни изчисления.

2.3. Ако за определен момент от времето $t = t_1$ е известна (измерена) точната стойност на тока в този момент $i = i(t_1)$, времеконстантата може да бъде изчислена и директно като се използва (1) и при известна стойност на тока I_Y (т.е предварително точно измерени U и R)

$$T = \frac{t_1}{\ln\left[\dfrac{I_Y}{I_Y - i(t_1)}\right]} \tag{3}$$

Чрез фиг.2 концепцията от [4] е допълнително разширена. Уравнението (2) е показано графично, като е използвана координатна система с абцисна ос i и ординатна ос $\frac{di}{dt}$. Графичният образ е права линия, която пресича ординатната линия ($i = 0$) в точка M със стойност $\frac{di}{dt} = \frac{I_Y}{T}$, а абсцисната ос ($\frac{di}{dt} = 0$) в точка N със стойност I_Y.



Фиг.2

Такава права може да бъде построена например посредством посочените на фиг.2 кои да е две точки A_1 и A_2. По този начин могат да се получат и двете особено важни пресечни точки с ординатната и абцисна оси, означени като M и N. Техните стойности позволяват веднага да се изчисли и времеконстантата

$T = \frac{N}{M}$. Грешката при определяне на времеконстантата T по този начин зависи от точността с която се определят координатите i и $\frac{di}{dt}$ на точките A_1 и A_2, както и от начина за построяване на правата линия $M\ A_1\ A_2\ N$. Очевидно графичният подход води до по-големи и трудно оценяеми грешки, поради което следва да се предпочете аналитичното определяне на уравнението на тази права линия, а оттам и на стойностите $M = \frac{di}{dt}$ и на $N = I_Y$.

Ако уравнението на търсената права линия бъде записано математически във вида $y = b - k.x$, където $y \equiv \frac{di}{dt}$, а $x \equiv i$, и ако приемем координати за точките съответно $A_1(x_1, y_1)$ и $A_2(x_2, y_2)$, то коефициентите b и k се записват във вида

$$b = \frac{y_1.x_2 - y_2.x_1}{x_2 - x_1}\ ; \qquad k = \frac{y_1 - y_2}{x_2 - x_1} \tag{4}$$

Оттук следва следното просто съотношение за определяне на търсената времеконстанта директно като се има предвид, че при $y = 0$, $x_k = I_Y = \frac{b}{k}$, а при $x = 0$, $y_k = \left(\frac{di}{dt}\right)_k = \frac{I_Y}{T} = b$

$$T = \frac{I_Y}{b} = \frac{1}{k} = \frac{x_2 - x_1}{y_1 - y_2} = \frac{i_2 - i_1}{\left(\frac{di}{dt}\right)_1 - \left(\frac{di}{dt}\right)_2} \tag{5}$$

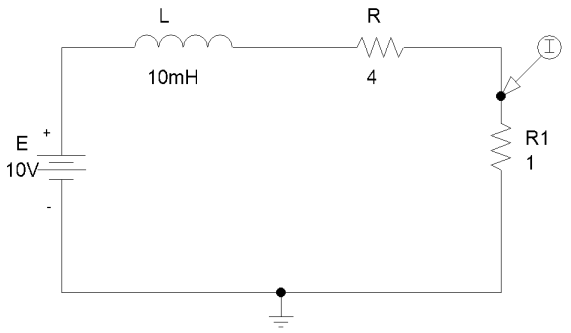
3. Симулация на преходния процес в PSpice среда за илюстрация на метода

В чист вид анализирания подход за косвено измерване на индуктивност най-добре се представя посредством симулация на включване на $L - R$ верига към източник на постоянно напрежение в PSpise програмна среда. На фиг.3 е показан изследвания модел. Избрана е индуктивност със стойност $L = 10\,mH$ и собствено активно съпротивление $R = 4\,\Omega$. По такъв начин нейната теоретично определена времеконстанта T възлиза на $T = 2{,}5\,ms$.

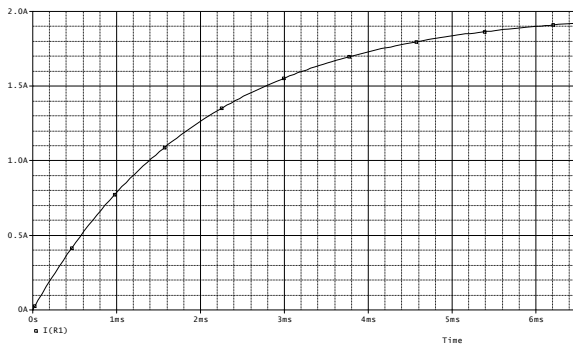
Във веригата от фиг.3 е включен и добавъчния резистор $R_1 = 1\Omega$, чрез който например в *експериментални условия* да бъде регистриран тока във веригата. Тогава очакваната изчислителна времеконстанта трябва да бъде $T = 2{,}0\,ms$.

Избран е захранващ източник E със стойност $E = 10V$, откъдето следва, че стойността на установения ток във веригата трябва да бъде $I_Y = 2\,A$. Времето за което се очаква да бъде достигната тази стойност е $8 \div 10\,mS$.

На фиг.4 е показана получената чрез симулация крива на тока.



Фиг.3



Фиг.4

Съществено за приложението на дискутирания косвен подход е да се регистрират и натрупат в масив по възможност максимален брой точки от кривата за тока показана на фиг.4. В PSpice среда това е проста операция. Зададена е стъпка за печат по време от $50\,\mu s$, което при крайно време за анализ на процеса от $10\,ms$ означава масив от общо 200 записа за токовите стойности i и съответните им стойности за времето t. В табл.1 са приведени 3 комбинации с част от тези стойности (съответно за началото, средата и края от кривата на тока). В последната колона на тази таблица са приведени и стойности за изчислената първа производна на тока по следния начин:

Таблица 1

№ по ред	Време ms	Ток A	di/dt A/ms
1.	0	0	
2.	…….	……	
3.	1.114	0.85418	
4.	1.164	0.88247	0,5589
5.	1.214	0.91007	
6.	……	……	
7.	2.664	1.47214	
8.	2.714	1.48517	0,2574
9.	2.764	1.49788	
10.	…….	……	
11.	7.564	1.95445	
12.	7.614	1.95558	0.0222
13.	7.664	1.95668	

- За избрана стойност на тока i и съответното му време t, се отчитат двете съседни точки отляво (i_1, t_1) и отдясно (i_2, t_2);
- Изчислява се $\dfrac{di}{dt} = \dfrac{(i_2 - i_1)}{(t_2 - t_1)}$.

Ако получените стойности в т.4 и т.8 от табл.1 за тока i и неговата първа производна di/dt бъдат заместени в посочения израз (5) за времеконстантата T, за стойността й се получава число $T = 1{,}999\,ms$, което отлично илюстрира точността на предложения подход.

4. Заключение

4.1. Измерването на индуктивност посредством предварително измерване на времеконстантата $T = \frac{L}{R}$ на преходния ток при включване в постояннотокова верига може да се прилага успешно в редица специфични случаи, където преки и прецизни методи са неизползваеми.

4.2. За да се гарантира точност на измерването е достатъчно да се използва подходящо и с добра разделителна способност устройство, което да регистрира преходния ток в измервателната верига. Достатъчно е да се фиксират само 2 зони с по няколко записани точки от експоненциално нарастващата крива на тока, чрез които да е възможно опитно да бъдат изчислени и първите производни за две от конкретно измерените стойности на тока.

4.3. За да се преизчисли индуктивността L при известна времеконстанта T е необходимо предварително да се измери активното съпротивление R на веригата. Ако е известно точно захранващото напрежение това може да стане и като се използва стойността на установения ток I_y. Тя може да бъде намерена и косвено чрез предложените в уравнение (4) коефициенти b и k, като $I_y = b/k$.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Колев Н., Ат. Лазаров, Е. Манов, Б. Матраков, В. Туренков, *Електрически измервания*, под общата редакция на Б. Матраков, София, 1999г.

[2] Държанова Д., П. Държанов, *Анализ на грешката при измерване на индуктивността на филтров дросел по схема с еталонен дросел*, Юбилейна научна конференция с международно участие, 50 години обучение по автоматика, АВТОМАТИКА'2012, „Дни на науката на ТУ-София", Созопол 1-4 Юни, 2012, pp.393-400

[3] Държанова Д., *Измерване на индуктивност посредством заряден процес в колебателен R-L-C контур*, Годишник на ТУ-София, том 62, кн.4, 2012. pp. 15-22

[4] Буль Б.К. и др. *Основы теории электрических аппаратов*, Высшая школа, Москва 1970

Автор: Деница Държанова, гл. асистент, д-р - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *dpetrova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** доц. д.р В. Иванчева

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПРАКТИЧЕСКИ АСПЕКТИ ПРИ ИЗМЕРВАНЕ НА ИНДУКТИВНОСТИ И КАПАЦИТЕТИ ПО ЕДИН КОСВЕН МЕТОД

Деница Държанова, Красимир Гълъбов

Резюме: *Представени са резултати свързани с практическото приложение на един косвен метод за измерване на индуктивност на бобина, респективно капацитет на кондензатор. Методът се основава на измерване на времеконстантата на тези обекти при включването им към източник на постоянно напрежение според анализа проведен в [3]. Дискутирана е спецификата на този метод, свързана с точното определяне на моментната стойност на тока и неговата производна. На тази основа са посочени и някои негови ограничения, свързани с възможностите на съвременните цифрови устройства за регистрация и запис на съвкупности от стойности на токове и напрежения по време на преходни процеси. Направени са съответни препоръки свързани с приложението на метода.*

Ключови думи: *Индуктивност, измерване, преходен процес, времеконстанта*

SOME PRACTICAL ASPECTS ON INDUCTANCE AND CAPACITANCE MEASUREMENT USING ONE INDIRECT METHOD

Denitsa Darzhanova, Krasimir Galabov

Abstract*: Some results have been presented regarding practical application of one indirect method for inductance and capacitance measurement. The method applied is based on the determination of the time constant of the transient current process when a coil configuration or a capacitor are switched on in a DC electrical circuit, following the analyses and the recommendations provided in [3]. Some specific problems connected with the accurate instant current values measurement have been discussed together with the current first derivative calculation. This is the base to point out also some limits of the recommended method, which follow from the current possibilities of the digital devices for registering and storing of transient voltages and currents. Recommendations are included for the practical application of the method discussed.*

Key words*: Inductance, measurement, transient process, time-constant determination*

1. Въведение

Индуктивности на бобини като елементи от електронни схеми могат да се измерват прецизно по различни методи [1]. Изборът се основава на конкретна област за приложение, възможностите на разполагаемото лабораторно оборудване и други фактори.

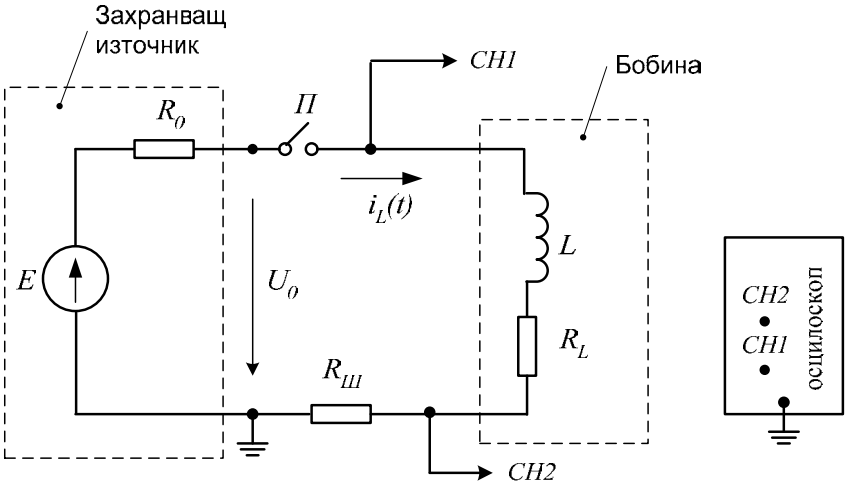
© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

В [3] е предложено като алтернатива в някои специални случаи да се прилага и един косвен метод, основан на анализа на токовата реакция при включване на бобината към източник на постоянно напрежение. Наличието на съвременни електронни средства за измерване, запис и възпроизвеждане на моментните стойности на токове и напрежения, предоставя отлични възможности за косвено определяне на електромагнитната времеконстанта на преходния ток при такова включване. В резултат на това както е демонстрирано в [3], може резултатно да се определи и индуктивността на веригата. По подобен начин, заради пълната аналогия на диференциалното уравнение на което се подчинява преходния процес в електрическата верига, може да се определи и капацитета на кондензатор.
По-долу в статията, следвайки теоретичния анализ проведен в [3] и препоръките за практическа реализация на този косвен метод, са приведени резултати свързани с неговото практическо приложение.

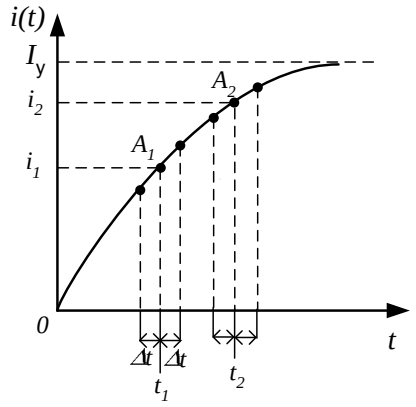
2. Предпоставки за практическото приложение на метода

На фиг.1 е показана електрическата верига чрез която може да се приложи предлаганият метод. Обектът е представен с $R-L$ заместваща схема, като се предполага, че активното съпротивление R е предварително измерено с желана от потребителя точност. Последователно с обекта е включен допълнителен резистор $R_Ш$ (шунт), посредством който да бъде измерен полезния сигнал (тока във веригата), чрез електронен осцилоскоп и цифров запис на този сигнал. Предполага се, че захранващия източник е идеален, т.е неговото вътрешно съпротивление R_0 е пренебрежимо малко спрямо останалите две съпротивления, т.е този източник е достатъчно мощен, за да осигури необходимия измервателен ток.



Фиг.1

Измервателната верига се включва посредством прекъсвач $П$, подходящо синхронизиран с регистриращия осцилоскоп. Този ключ по принцип може да бъде контактен (реле или контактор) или безконтактен (тиристор или транзистор). Броят на записаните точки от кривата показана на фиг.2 се предполага че е достатъчен, така че да могат да се използват съответни точки от кривата с координати *време* (t) и *ток* i, чрез които да се изчислят препоръчваните в [3] производни на тока за определен конкретен момент от време.



Фиг.2

Както е показано на фиг.2, от въпросната крива на тока са необходими поне две базови точки A_1 и A_2, заедно с още няколко спомагателни точки около тях (отдалечени по време съответно отляво и отдясно) така, че да може за съответния ток в базовата точка да бъде получена изчислително и неговата първа производна спрямо времето. Практически изниква въпроса за допустима най-голяма стъпка във времето, за която са регистрирани точките от записа около базовите точки. При много голяма стъпка (малка разделителна способност на записващия осцилоскоп), може да се очакват съществени грешки от липса на точност при изчисление на di/dt.

Теоретичната експоненциална крива за нарастване на преходния ток $i(t)$ във веригата предоставя необходимата основа за това. Наистина, ако например в момента t_1 стойността на тока е

$$i(t_1) = I_Y\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) \tag{1}$$

неговата истинска производна по времето е:

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{ист.} = I_Y . e^{-\frac{t_1}{T}} \tag{2}$$

Истинската производна по времето може да бъде сравнена с изчислителната производна получена по следния начин:

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{изч.} = \frac{i_2 - i_1}{2.\Delta t} \tag{3}$$

Тук Δt е съответната стъпка във времето, с която се правят записите от експерименталната крива. След несложно преобразуване за връзката между "истинската“ производна за тока в момента t_1 и получената по изчислителен път и зависеща от интервала Δt производна се получава следния израз

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{изч.} = \frac{I_Y\left(e^{-\frac{(t+\Delta t)}{T}} - e^{-\frac{(t-\Delta t)}{T}}\right)}{2.\Delta t} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{ист.} . K \tag{4}$$

където за коефициента $K > 1$ е в сила следния израз

$$K = \frac{\left(e^{\frac{\Delta t}{T}} - e^{-\frac{\Delta t}{T}}\right)}{2 \cdot \frac{\Delta t}{T}} \qquad (5)$$

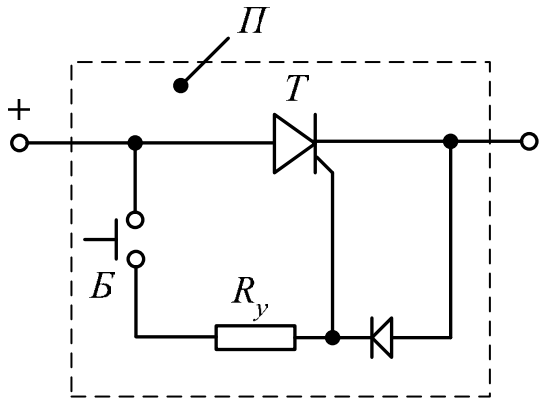
В табл.1 са посочени стойности за коефициента K при различно съотношение на стъпката Δt и очакваната времеконстанта T.

Таблица1

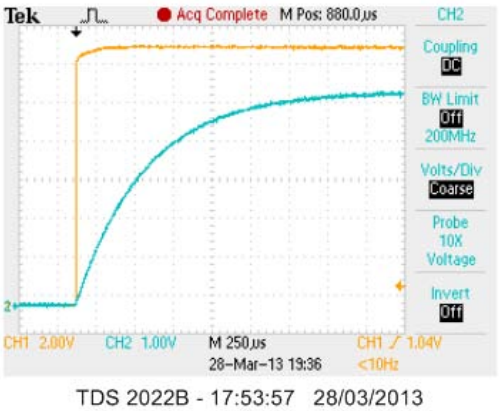
$\Delta t / T$	0,1	0,25	0,5	0,75	1,0	1,5
K	1,002	1,01	1,042	1,096	1,175	1,419

3. Опитни резултати от измерване на индуктивност според предлагания метод

Опитът е проведен съгласно принципната схема показана на фиг.1. За да се избегнат възможни вибрации при включване на прекъсвача $П$, е използван безконтактен (тиристорен) прекъсвач (фиг.3), който се включва (посредством междинния бутон $Б$) от приложеното напрежение. Такъв прекъсвач може да се реализира и на транзисторна основа с подходящо управление, чрез което да се реализира и синхронизацията на развивката на регистриращия преходен процес осцилоскоп. Захранващият източник е лабораторен токоизправител тип TEC 21 (HTP15,5), чието вътрешно съпротивление R_0 в случая е прието за нула. Зададено е напрежение на източника $U = 14V$, при което след включване на тиристорния прекъсвач напрежението към измервателната схема е 13,5 V. На Фиг.4 е показана осцилограмата на това напрежение и на напрежението измерено посредством шунта $R_{Ш}$.



Фиг.3



Фиг.4

Обект на измерването е бобина, чиято индуктивност и активно съпротивление са предварително (контролно) измерени посредством "Измеритель LCR Цифровой Е7-8". Съответните стойности са $L = 10{,}78\,mH$ и $R_L = 13{,}8\,\Omega$. Използван е шунт $R_ш$=9,79Ω. Двете напрежения (фиг.4) за записани посредством двуканален електронен осцилоскоп "Tektronix" тип TDS 2022B като общият брой на записаните стойности за всеки от двата канала е 2500 със стъпка по времето от 1 µS.

В табл.1 и табл.2 са показани съответно част от резултатите за тока във веригата около базовите точки A_1 ($t_1 = 160\,\mu s$) и A_2 ($t_2 = 400\,\mu s$) (фиг.2). Използвани са по 20 точки преди и след всяка от тези две точки, като за прегледност в таблиците са приведени само част от тези стойности. След обработка по метода на най-малките квадрати [2, 4] на стойностите на общо 41 от двойките стойности *време/ток*, е получена стойността на първата производна на тока за двете базови точки. Такава обработка (филтрация на стойностите) е задължителна, тъй като върху полезния сигнал се наслагват и шумове от електромагнитни смущения, чието влияние трябва да бъде минимизирано.

Таблица 1 (точка А1)

t [μs]	140	145	150	155	160	165	170	175	180
i [mA]	155,3	159,3	163,4	167,5	171,6	179,8	183,9	187,9	187,9

Таблица 2 (точка А2)

t [μs]	380	385	390	395	400	405	410	415	420
i [mA]	326,9	322,8	331,0	335,0	330,1	339,1	343,2	343,2	347,3

Получените изчислителни стойности са както следва:
$i_1 = 173{,}4\,mA$, $i_2 = 336{,}2\,mA$, $di_1/dt = 0{,}89430\,mA/\mu s$, $di_2/dt = 0{,}51379\,mA/\mu s$.
След заместване в (3) за времеконстантата T се получава стойността:

$$T = \frac{i_2 - i_1}{\frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt}} = 428\,\mu s \tag{6}$$

Изчислената експериментално стойност за индуктивността е $L = 10{,}1\,mH$, което определя разлика спрямо измерената с мост стойност на $L = 10{,}78\,mH$ от 6,3%.

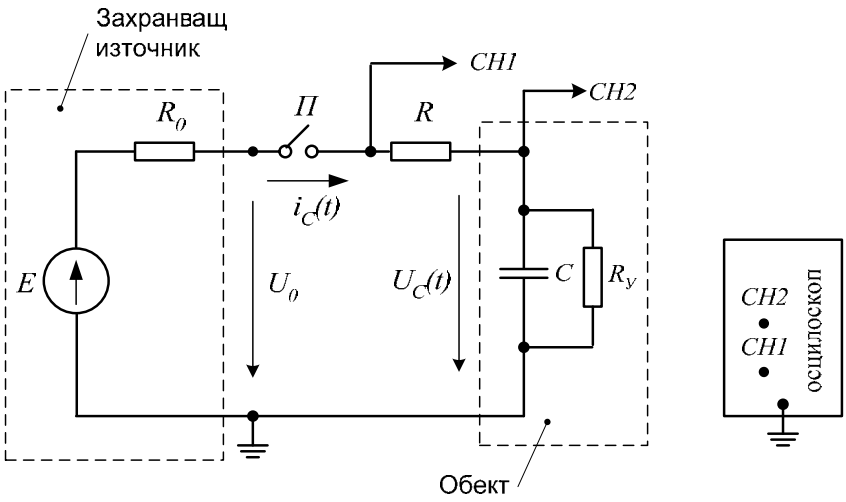
4. Измерване на капацитет на кондензатор според предлагания метод

Принципната схема за реализиране на едно такова измерване е показана на фиг.5. Предполага се, че зарядният резистор R има стойност много по-малка от съпротивлението на утечка R_y за кондензатора C. За този случай в добре известното уравнение за напрежението на кондензатора $U_C(t)$ по време на преходния процес

$$U_C(t) = U_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{7}$$

времеконстантата е $T = R.C$

Налице е абсолютна аналогия с подхода за измерване на индуктивност ако, както е показано на фиг.3, чрез осцилоскоп "Tektronix" тип TDS 2022B в два момента от времето t_1 и t_2 бъдат измерени две базови стойности на напрежението върху кондензатора U_1 и U_2 и изчислени съответните производни $\frac{dU_1}{dt}$ и $\frac{dU_2}{dt}$.

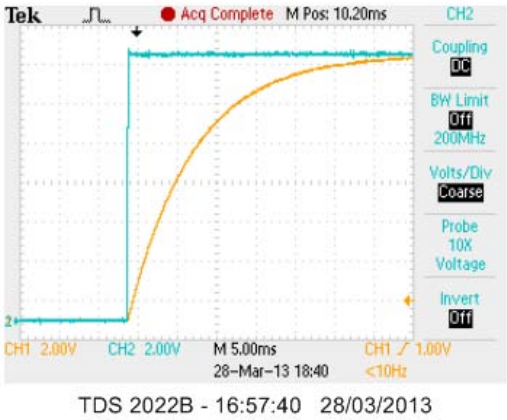


Фиг.5

Като се има предвид постановката за определяне на времеконстантата T в [3] следва

$$T = \frac{U_2 - U_1}{\frac{dU_1}{dt} - \frac{dU_2}{dt}} \tag{8}$$

По-долу в табл.3 и табл.4 са показани резултати от експеримент, подобен на експеримента в т.3 по-горе. Захранващото напрежение е $U_0 = 14V$, а стойностите $R = 2{,}04\,k\Omega$, $C = 3{,}95\,\mu F$ са измерени предварително посредством "Измеритель LCR Цифровой E7-8" за контролни цели. Стъпката по време между всеки две от измерваните точки е 20 μs. На фиг.6 е показана получената осцилограма за входното (захранващо) напрежение и за напрежението върху кондензатора.



Фиг.6

Таблица 3 (точка A1)

t [ms]	3,60	3,70	3,80	3,90	4,00	4,10	4,20	4,30	4,40	4,50
U_c [V]	5,84	6,00	6,08	6,08	6,24	6,24	6,40	6,48	6,56	6,64

Таблица 4 (точка A2)

t [ms]	11,20	11,30	11,40	11,50	11,60	11,70	11,80	11,90	12,00	12,10
U_c [V]	10,48	10,48	10,56	10,56	10,56	10,64	10,72	10,72	10,80	10,80

Получените след обработка изчислителни стойности са както следва: $U_1 = 6{,}2V$, $U_2 = 10{,}64V$, $dU_1/dt = 0{,}9143V/ms$, $dU_2/dt = 0{,}40V/ms$, откъдето след заместване в (8) за времеконстантата се получава стойност $T = 8{,}63ms$. За капацитета на кондензатора се изчислява $C = 4{,}23\mu F$, което определя разлика спрямо контролната стойност $C = 3{,}95\mu F$ от 7,1%

5. Фактори ограничаващи приложението и точността на метода

Същността на предлагания косвен метод предопределя и ограниченията касаещи неговото приложение. Те се свеждат главно до гъстотата на точките с която се регистрира, записва цифрово и обработва след това експоненциалната крива на преходния процес. Както е посочено в табл.1 интервалът от време през който се измерват моментните стойности на ток (за индуктивност) и напрежение (за капацитет) трябва да бъде поне 10÷20 пъти по малък от очакваната времеконстанта T. Това предопределя една долна граница на измерваната времеконстанта, която зависи от възможностите на използваното средство за регистрация. Към това следва да се имат предвид и следните допълнителни съображения:

5.1. При измерване на индуктивности трябва да се добави резистор (шунт). Неговото съпротивление по принцип снижава времеконстантата $T = \frac{L}{R}$ на измервателната верига.

5.2. При измерване на капацитети добавъчният резистор по принцип увеличава времеконстантата $T = R.C$, което принципно е удобно за експеримента. Съпротивлението на този резистор трябва обаче да се съобрази със съпротивлението на утечка на измервания кондензатор, например $R < 0{,}01.R_y$.

Изборът на прекъсвач Π (фиг.1) с който се включва измервателната верига също има важно значение. Времето за вибрации на някои контактни прекъсвачи е от порядъка на $0{,}5 \div 1ms$, дори $2ms$.

Такива вибрации изкривяват или дори правят невъзможно измерването, когато търсената времеконстанта е от същия порядък.

В такъв случай задължително трябва да се използват подходящи безконтактни прекъсвачи, например от вида на показания на фиг.3.

Поради допълнителния пад на напрежение върху този прекъсвач е целесъобразно чрез втори канал на регистриращото устройство да се измерва и реалното захранващо напрежение за измервателната веригата след прекъсвача.

6. Заключение

6.1. Предложеният и анализиран в [3] косвен метод за измерване на индуктивности посредством регистрация на преходния процес при включване в постоянно-токова верига може да се прилага успешно и за измерване на капацитет на кондензатори.

6.2. Съществена предпоставка за гарантиране на точността на измерването е разделителната способност на регистриращото устройство ($РУ$) за преходната (експоненциална) крива на тока през индуктивността или напрежението върху кондензатора. Препоръчително е стъпката от време, през която $РУ$ фиксира измерваните стойности, да бъде поне 20 пъти по-малка от очакваната времеконстанта T на преходния процес. Резултатите трябва да се обработват математически, за да се отстранят неизбежни смущения от електромагнитно естество.

6.3. Изборът на прекъсвач с който да се включва измервателната верига трябва да се съобрази с възможни вибрации на контактната система, особено ако тези вибрации са съизмерими с очакваната стойност на времеконстантата T. При малки (до около $1ms$) стойности на T е препоръчително да се използва безконтактни прекъсвачи

ЛИТЕРАТУРА

[1] Колев Н., А. Лазаров, Е. Манов, Б. Матраков, В. Туренков, "*Електрически измервания*" под общата редакция на Б. Матраков, Технически университет-София, София, 1999 г.

[2] Иванов И. и др., *Ръководство за лабораторни упражнения по Електрически измервания* под общата редакция на Д. Русев, Технически университет-София, 1997 г.

[3] Държанова Д., *Относно приложението на един косвен метод за измерване на индуктивности*, Международна Конференция Автоматика'2013, ФА, Созопол, 14 - 16 Юни 2013 г.

[4] Шенк Х., Теория инженерного эксперимента, Издателство "Мир", Москва, 1972 г.

Автори: Деница Държанова, гл. асистент, д-р - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *dpetrova@tu-sofia.bg*; Красимир Гълъбов, асистент - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *k_galabov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** доц. д-р В. Иванчева

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МЕТОД ЗА УСТОЙЧИВО УПРАВЛЕНИЕ НА ГОРИТЕ И ОПАЗВАНЕ НА ОКОЛНАТА СРЕДА ЧРЕЗ СЪЗДАВАНЕ НА СИСТЕМА ЗА ПРЕВЕНЦИЯ И РАННО ОПОВЕСТЯВАНЕ НА ПРОТИВОПОЖАРНА ЗАЩИТА

Юлия Заркова, Георги Милушев

Резюме: *Обзорен документ, в който се разглеждат предпоставки за поставяне на проблема с предотвратяване и превенция на горски пожари, методи за наблюдение и оповестяване при кризисни ситуации. Начини за реализиране на разработената система и режими на работа.*
Ключови думи*: сравнителен анализ, система за видеонаблюдение, мониторинг, контрол, превантивни мерки.*

METHODS FOR SUSTAINABLE FOREST MANAGEMENT AND CONSERVATION OF THE ENVIRONMENT THROUGH A SYSTEM OF PREVENTION AND EARLY WARNING OF FIRE PROTECTION

Julia Zakova, George Milushev

Abstract: *Overview document considers prerequisites for addressing the issue of averting and prevention of forest fires, methods for observing and communicating in emergency situations. Options for implementing and operating modes of the developed system.*

Keywords: *comparative analysis, video surveillance; system (CCTV), monitoring, control, prevention*

1. Цел и задачи на метода

Методът предвижда прилагане на съвременни технически решения за предотвратяване на горски пожари[1]. Задачата е да се създаде цялостна концепция за изграждане на интегрирана система за ранно откриване и превенция на горски пожари. С помощта на система за видеонаблюдение се цели да се постигнат следните ефекти: Ранно откриване на горски пожари, още в процеса на тяхното зараждане; Намаляване на човешкия фактор при анализа на възникващ горски пожар; Намаляване на грешките от човешкия фактор в борбата с природни стихии.Превенция на риска от разпространяване на пожар; Бърз мониторинг на състоянието на наблюдаваните горски масиви, локализиране на зараждащ се пожар и опазване на горите от пожари.

[1]„Горски пожар” означава пожар, който избухва и се разпространява в горите и други залесени земи. Определението на понятието „горски пожар” изключва: предписани или контролирани изгаряния, обикновено с цел намаляване и отстраняване на количеството натрупан горивен материал по тези земи.

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

2. Въведение - Обща информация и сравнение на системи за ранно откриване на горски пожари

Горските пожари са природни катастрофи, които причиняват необратимо унищожение на околната среда и огромни материални щети. Те са постоянна заплаха за екологичните системи, инфраструктурата и човешкия живот. Единственият ефективен начин да се намалят вредите, причинени от горските пожари, е навременното им откриване и бърза реакция при овладяване на разпространението и потушаването им. В световен мащаб са вложени големи усилия за успешното засичане на горските пожари в техния най-ранен етап. От методическа гледна точка са известни два типа наблюдение от човек:

Директно наблюдение – извършва се в местата за мониторинг. Това решение не винаги е подходящо поради невъзможност за постигане на постоянна концентрация при хората. При продължителни наблюдения се допускат грешки;

Полуавтоматизирано или автоматизирано наблюдение – от разстояние, базирано на системи за видеонаблюдение. Този вид системи са с доказана ефективност, защото осъществяват непрекъснат процес на наблюдение и свеждат до минимум фактора на човешката грешка.

Проучването, разработката и напредъка на системите с автоматично наблюдение на горски пожари предоставя като резултат два типови модела:

- ✓ Сухоземни системи, базирани на мониторинг от наземни наблюдателни станции;
- ✓ Сателитни системи, базирани на мониторинг от сателитни наблюдателни станции.

В световен мащаб 9 от 10 горски пожара са причинени от човешка намеса. За наблюдение на широки горски области, в които има относително нисък риск от пожари се използват сателитните системи. Чрез тях се локализират горски пожар с точност до 10000 м^2.

По-висока прецизност в своевременното откриване на пожари притежават наземните системи, които могат да определят мястото на пожара с точност до 15 м^2. Подходящи са за наблюдение на горски площи в райони с висок риск от пожар. Използват се различни видове сензори за откриване на пожари:

- ✓ Видеокамери, чувствителни във видимия спектър, базирани на разпознаването на пушек /дим/ през деня и разпознаване на пламък през нощта;
- ✓ Инфрачервени термокамери, базирани на откриването на излъчваната от огъня топлина;
- ✓ Инфрачервени спектрометри, идентифициращи спектралните характеристики на димящите газове;
- ✓ Системи, откриващи дим, на базата на измерване на промените в разпространението на сноп лазерни лъчи.

Инфрачервените и базираните на лазерна детекция системи са по–чувствителни и генерират по–малко фалшиви аларми, но цената им е много висока в сравнение с видео (CCD) камерите, чувствителни във видимия спектър.

Най–ефективен от изброените подходи е автоматизираното наблюдение и автоматизираното ранно откриване на горски пожари. При реализирането на автоматизираното наблюдение се прилагат два подхода:

- ✓ Подход 1 – с прилагане на термокамери и спектрална обработка на изображенията от тях;
- ✓ Подход 2 – чрез използване на камери с висока разделителна способност във видимия спектър на светлината и обработка на видеоизображения в реално време.

Вторият подход се прилага по–често поради по-ниската си цена, по-големия размер на зоните за контрол на една обзорна камера и възможността спорните ситуации да се решават правилно чрез преглед от експерт на значително по-лесния за разчитане от човека видеоматериал, постъпващ от камера, работеща във видимия спектър на светлината.

Основното предимство е ефективното използване на експертното знание на субективния фактор. Наблюдателят има възможност да фокусира вниманието си върху анализа на събитие, класифицирано с определена вероятност от автоматизираната система като потенциално ядро на зараждащ се горски пожар. Най-често се използват CCD (Charge-Coupled Device) видео камери, чувствителни във видимия спектър и в близост до инфрачервения спектър. Автоматичното откриване на горски пожари се основава на разпознаването на дим през деня и откриването на пламък през нощта.

Основен недостатък на оптично-базираните системи е големият брой фалшиви аларми, дължащ се на атмосферните условия (облаци, сенки, частици прах), отражението на светлината и човешките действия. Това налага операторът да взима окончателното решение. Автоматизираната система (АС) му позволява паралелно да осъществява ефективен контрол върху няколко камери в наблюдаваните горски масиви.

Положителният ефект от АС зависи в голяма степен от правилния избор на местоположението на основния градивен елемент – модулният наблюдателен комплекс (МНК). Той се състои от наблюдателно съоръжение с височина 25 метра, на което е монтирана роботизирано управляема обзорна камера с висока разделителна способност на CCD сензора с 540 TVL (Television Lines-телевизионни линии), телеобектив с 35 кратно оптично увеличение и с електронна стабилизация на изображението.

3. Функционалност на системата

Интегрираната система за ранно откриване на горски пожари е IP базирана и извършва автоматизирана обработка на видеоизображения, използвайки модерни методики за анализ в реално време, което позволява откриване на пожари още във фазата на тяхното зараждане. Интегрираната система за ранно откриване на горски пожари и видеонаблюдение се състои от следните компоненти:

3.1. Модулен наблюдателен комплекс (МНК)

Примерна схема на Модулният Наблюдателен Комплекс (МНК) е показан на фиг.1 – покрива площ от 78.5км^2 и се състои от следните елементи: Основни конпоненти на МНК са:

- ✓ ***Наблюдателен пост*** – конструкция, осигуряваща безпрепятствен обзор на камерата в диаметър от 10км, както и пространство за разполагане на оборудването;

✓ ***IP базирана видео камера*** с висока разделителна способност с визуално покритие в радиус от 5 км, със системи за роботизирано позициониране, автоматизирана стабилизация на изображението и възможност за отдалечено управление;

✓ ***Метеорологичен модул –*** интелигентна IP базирана ултразвукова метеорологична станция, подходяща за монтаж и работа в тежки атмосферни условия;

✓ ***Набор от сензори*** за ниво на слънчевата активност, за детекция на мълнии, за температурните параметри на системата;

✓ ***Автономно соларно захранване*** – включва соларни панели, акумулаторни батерии и контролер за управление;

✓ ***Охранителна камера*** – използва се за видеонаблюдение на района, който се намира в непосредствена близост до МНК;

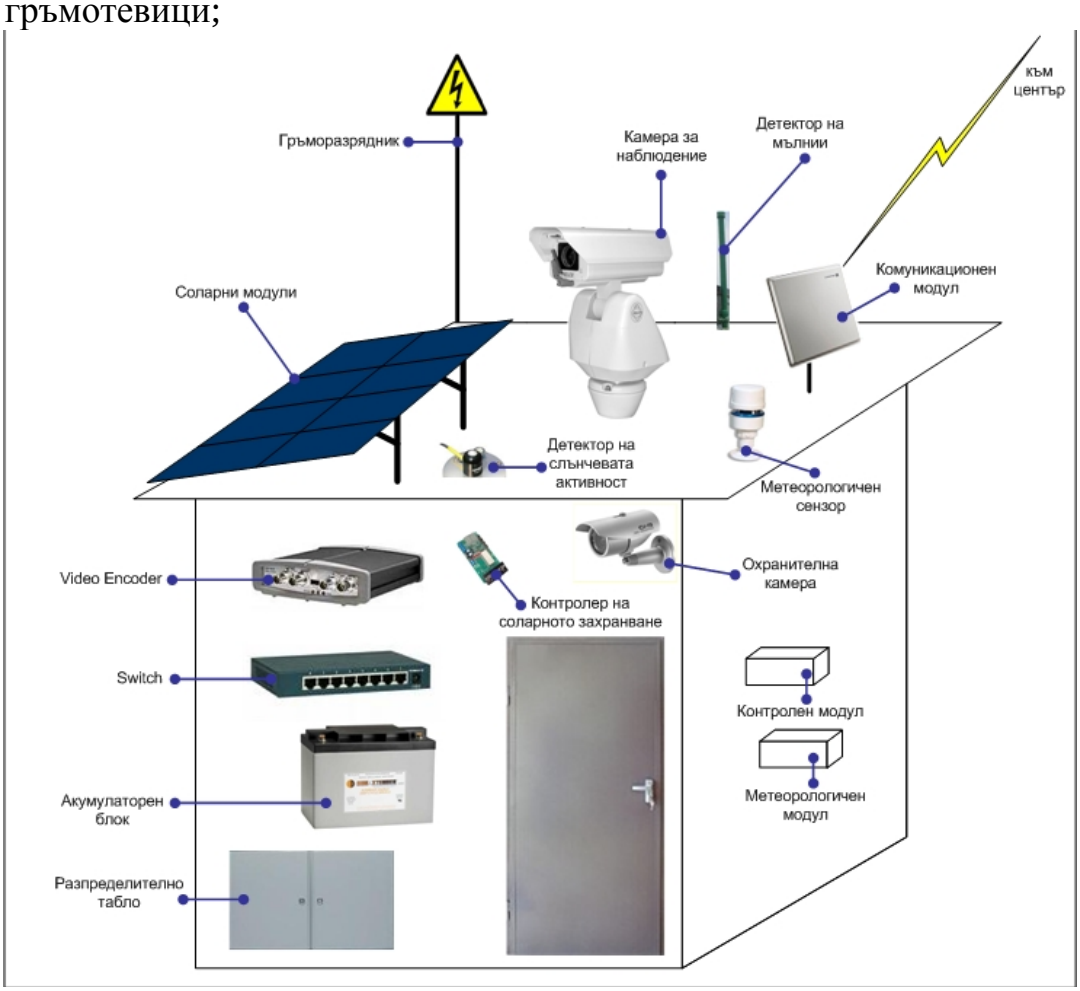
✓ ***Видео*** енкодер–служи за цифрова обработка на сигналите от камерите;

✓ ***Комутатор*** – осъществява IP свързаност между отделните модули на системата;

✓ ***Комуникационен модул*** – реализира радио връзка с центъра за мониторинг и контрол;

✓ ***Контролен модул*** – IP базиран модул за мониторинг на параметрите на системата и отдалечен контрол на МНК;

✓ ***Гръморазрядник*** – за предпазване на оборудването при директни попадения от гръмотевици;



Фиг.1. Модулен наблюдателен комплекс

Всеки МНК генерира информационен поток към ЦМК със скорост 10Mbps. Центърът за мониторинг и контрол изпраща към МНК данни за управление на камерата и сензорите с максимална скорост 2Mbps.

3.2. Център за Мониторинг и Контрол (ЦМК)

В ЦМК са съсредоточени ресурсите за междинно съхранение и обработка в реално време и разпознаване на потенциални ядра на горски пожари на базата на постъпващата от модулните наблюдателни комплекси видеоинформация. Чрез кабел или безжично, към един ЦМК могат да бъдат свързани до 5 модулни наблюдателни комплекса. Конфигурацията на ЦМК включва:

- ✓ ***Сървър за съхранение на видео записи*** с капацитет за архивиране на информацията до 90 дни непрекъснат запис от всеки един от модулните наблюдателни комплекси;
- ✓ ***Специализирана компютърна система с програмно осигуряване за обработка и разпознаване в реално време на видеоизображения*** за целите на автоматизираното откриване на ядра на зараждащи се пожари;
- ✓ ***Работни станции*** – за общо видеонаблюдение и проследяване на възникнали ядра на горски пожари;
- ✓ ***Система за резервиране на ел. захранването,*** която осигурява непрекъснатата работа на системата, в случай на срив в захранването на системата. Реализира се с Непрекъсваемо токозахранващо устройство –UPS.

В ЦМК се извършват всички обработки на изображения, анализи, изчисления, представяне на резултати, архивиране на видео и данни. Наблюдението в центъра се осъществява от оператор 24 часа в денонощието. Един оператор следи информацията, паралелно постъпваща от всички модулни наблюдателни комплекси, което прави възможно едновременното следене на обстановката в стотици км^2 гори.

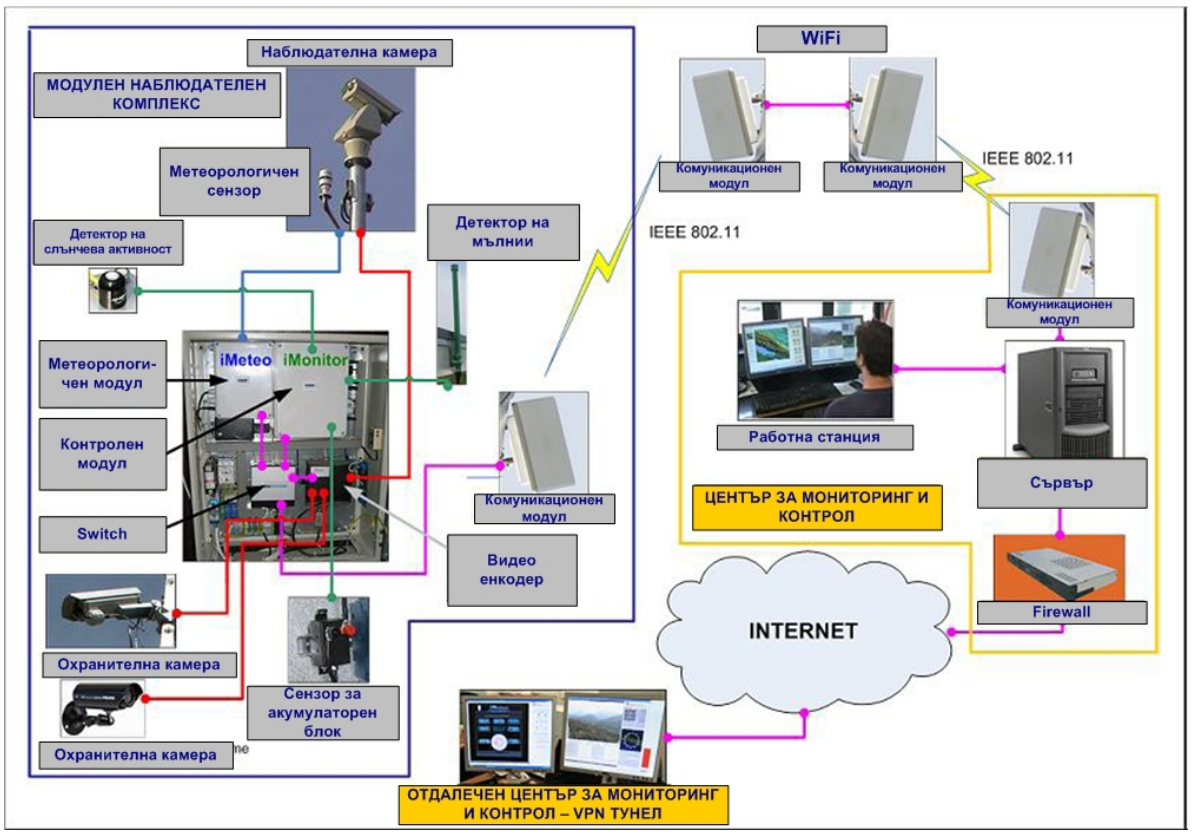
3.3. Отдалечен Център за Мониторинг и Контрол (ОЦМК)

Чрез защитен виртуален канал в глобалната мрежа осигурява възможност за достъп до информация за възникнали ядра и визуален контакт със зоната на зараждащия се горски пожар. Интегрираната система за ранно откриване на горски пожари и видеонаблюдение (ИСРОГПВ) е разработена като модерна Web – базирана информационна система. Конфигурацията на ОЦМК включва:

- ✓ ***Web – базирано програмно осигуряване*** – за отдалечен достъп до ресурсите на ЦКМ;
- ✓ ***Работни станции*** за общо видеонаблюдение и проследяване на възникнали ядра на горски пожари;

3.4.Ретранслаторна Станция (РС)

Осигурява безжична комуникационната свързаност между модулните наблюдателни комплекси и ЦМК с двупосочна несиметрична свързаност от точка до точка, покриваща разстояния от няколко десетки километра.



Фигура 2. Структура на ИСРОГПВ

На фиг.2 е представена структурата на ИСРОГПВ, която включва модулен наблюдателен комплекс, център за мониторинг и контрол и отдалечен център за мониторинг и контрол.

Ядрото на интегрираната система са интелигентните алгоритми за разпознаване на пожар. Изображенията от камерите се анализират автоматично, за да се открият признаци за зараждащи се горски пожари: дим през деня и пламъци през нощта. Ако се засече подозрителна следа от огън се генерира аларма. Операторът проверява маркираните кадри и преценява дали съществува горски пожар, стартира оповестителен процес и се предприемат съответните мерки за потушаването му. Камерата, използвана за наблюдение, е с отдалечено управление. При съмнения операторът може да я фокусира в определена зона на интерес, за да получи изображение с максимално качество, на базата на което да направи своето заключение.

ИСРОГПВ е разработена изцяло като интелигентна уеб информационна система. Системата представя на оператора едновременно видео в реално време, метеорологична информация и ГИС (Географска Информационна Система) данни през уеб географска система.

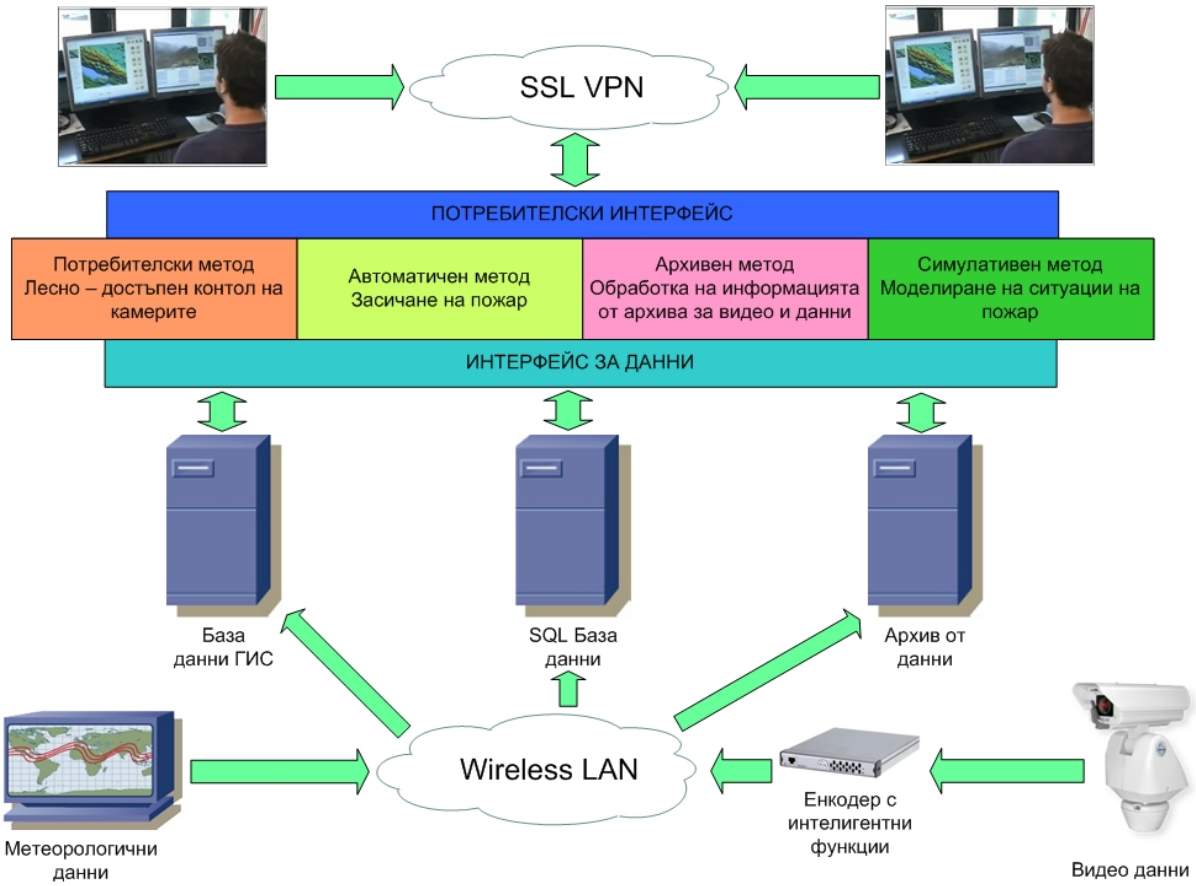
На фиг.3 е представена структурата на програмното осигуряване за обработка и разпознаване в реално време на видеоизображения за целите на автоматизираното откриване на ядра на зараждащи се пожари.

В ИСРОГП се обработват три различни типа данни:

- ✓ ***Поток от видео данни в реално време***;
- ✓ ***Метеорологични данни в реално време*** – метеорологичната информация се използва при:

- крайната обработка на данните за намаляване на броя на фалшивите аларми;
- изчисляване на риска от възникване на горски пожар по време на процеса на наблюдение на горските масиви;
- оценяване на разпространението на огъня в ситуация на пожар.

✓ ***Географски данни – данни от ГИС*** – съхранява, както чисто – географски данни (релеф, разположение на пътища, водни ресурси и др.), така и всякаква приложна информация, която се отнася до географски координати, като история на пожара, разположение на ресурсите от дъждовна вода, предназначение на земята, характеристики на почвата, местна карта с горските масиви, туристически маршрути и др. Географските данни са важни при допълнителния симулативен режим, използван за създаване на модели за поведение и разпространение на пожарите в горите.



Фиг.3: Структура на програмното осигуряване на ИСРОГП

4. Режими на работа на Интегрирана система за ранно откриване на горски пожари и видеонаблюдение (ИСРОГП)

Интегрираната система за ранно откриване на горски пожари и видеонаблюдение предоставя възможност за работа в четири основни режима: автоматичен, ръчен, архивен и симулативен.

4.1. Автоматичен режим

Системата автоматично анализира изображения и данни и открива ядрата на зараждащи се пожари. Наблюдателните камери са способни да детектират дим с височина от 10м на разстояние от 5км. В автоматичен режим камерата последо-

вателно обхожда 16 предварително дефинирани позиции (пресети) като се спира на всяка от тях за определен период от време. Кадрите се анализират в реално време с помощта на съвременни методи за обработка на изображения. Прилагат се мощни алгоритми, базирани на видео данни и информация за метеорологичната обстановка. Аларменатa система е интерактивна.

4.2. Ръчен режим

Позволява директно насочване на камерата за наблюдение в дадена зона на интерес. Наблюдателните камери е необходимо да имат задвижване по трите оси: въртене на 360°, накланяне: от +33° до -83° спрямо хоризонталната ос, 35 кратно оптично увеличение. В ръчен режим операторът може да управлява камерите по няколко различни начина: мишка; клавиатура; виртуален или реален джойстик.

Възможни са и три лесно достъпни начина за контрол чрез:

- ✓ Географска карта – един клик върху картата и камерата се завърта, за да покаже желаната позиция;
- ✓ Панорамно изображение – един клик върху панорамното изображението от 360° и камерата бързо се позиционира върху избраната зона;
- ✓ Предварително дефинирани позиции–скоростно управление чрез изображенията от отделните пресети.

4.3. Архивен режим

Кадрите, постъпващи от модулните наблюдателни комплекси се съхраняват за период от 3 месеца, а алармените изображения – за 1 година, за да бъдат анализирани в последствие. Архивират се метеорологичните данни и работните параметри на системата (запазват се средните им стойности през 10 минути).

4.4. Симулативен режим

Базира се на информацията от ГИС. Метеорологичните данни като: скорост и посока на вятъра, температура, влажност и атмосферно налягане се използват за точна оценка на поведението на горските пожари. Симулативният режим позволява да се изчисли скоростта на разпространение и посоката на огнената стихия.

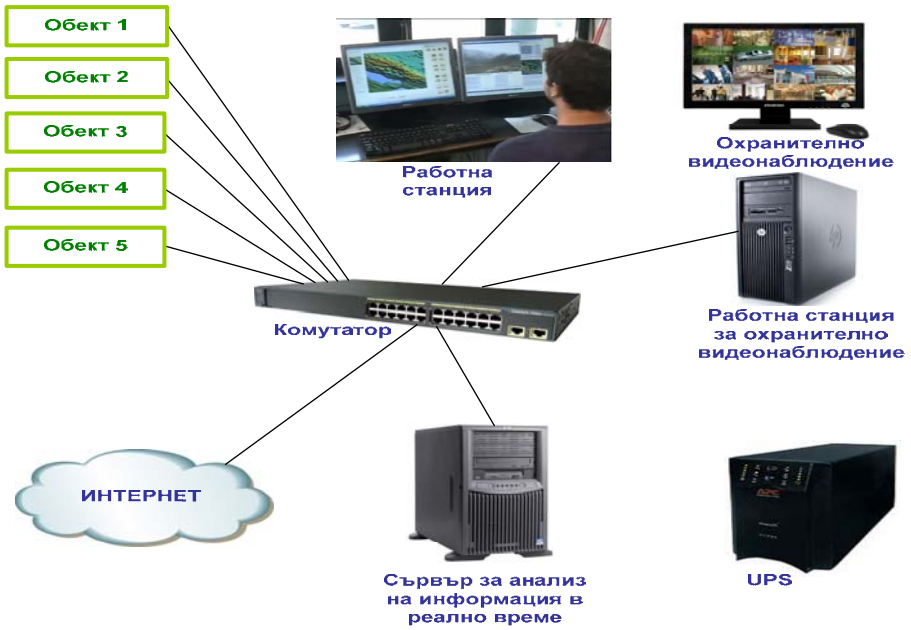
Най – важните характеристики на софтуерните модули на ИСРОГП са:

- ✓ Три нива на оторизация с различни права (***наблюдател*** – само наблюдава видео, ***оператор*** – осъществява мониторинг и контрол на наблюдателната камера, ***администратор*** – осъществява мониторинг, контрол и настройка на работните параметри на системата);
- ✓ Поток от видео данни в реално време, представени в M-JPEG формат;
- ✓ **Автоматично откриване на горски пожари**, базирано на анализа на цифрови изображения (засичане на дим през деня и пламъци през нощта);
- ✓ Настройки на важни параметри за засичане на пожар чрез виртуални контроли;
- ✓ Архивиране на всички анализирани входни изображения за период от три месеца;
- ✓ Архивиране на всички данни от алармени събития за период от една година;

- ✓ Възпроизвеждане на входни изображения и видео от алармени събития по информация за дата и час (времеви интервал).
- ✓ Ръчен PTZ контрол чрез използването на мишка, клавиатура, виртуален или реален джойстик чрез кликане върху цифрова географска карта или чрез кликане върху панорамно изображение (на 360°);
- ✓ Представяне на метеорологични данни в реално време;
- ✓ Архивиране на метеорологичните данни (средно през период от 10 минути);
- ✓ Мониторинг в реално време на работните параметри на системата;
- ✓ Отдалечен контрол (рестартиране, включване/изключване) на всички компоненти за мониторинг чрез виртуални контроли през уеб страница.

Ултразвуковата метеорологична станция е IP базирана, със собствен уеб сървър, подходяща за работа в тежки условия на открити места. Метеорологичната станция измерва:

- ✓ Скорост на вятъра 0.3 – 50 m/s (1 – 180 km/h) с точност 0.05 m/s (0.2 km/h)
- ✓ Посока на вятъра с точност 0.1^{o}
- ✓ Температура в диапазона: -25° C до $+55^{o}$ C с точност $\pm 1.5^{o}$ C
- ✓ Барометрично налягане в диапазона 850 – 1150 hPa с точност ±20 hPa
- ✓ Относителна влажност в диапазона: 10 – 95 % с точност ±4 %



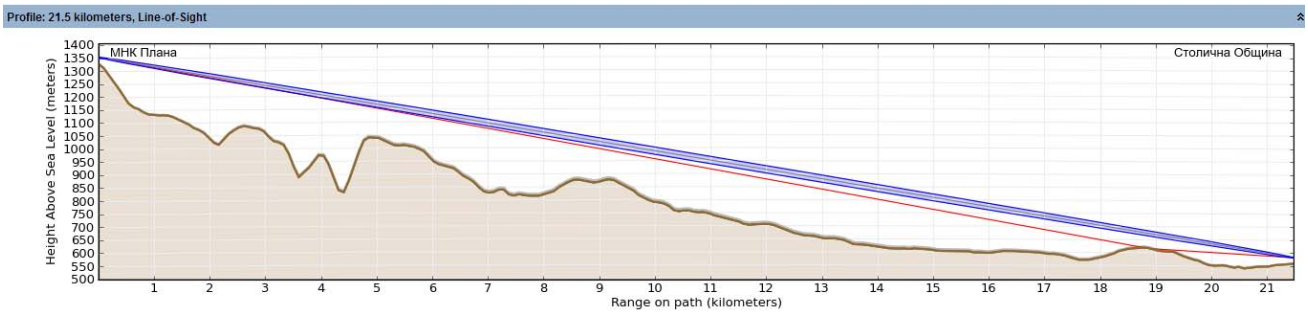
Фиг.4. Примерен модел на Център за мониторинг и контрол

Модулът за мониторинг и контрол е специално разработен, да гарантира надеждната работа на системата и да реализира мониторинг на всички важни параметри на оборудването, разположено в МНК. Устройството е уеб базирано и се използва за мониторинг на температурата на оборудването в таблата, следене на гръмотевичната активност в района на МНК, слънчевата радиация, токът и напрежението в батериите на автономните соларни системи.

Работната станция и софтуерът за системата за видеонаблюдение архивират информацията от охранителните камери. Оборудването на системата е показано на фиг.4.

5. Комуникационна свързаност

Комуникационната свързаност е необходимо да бъде съобразена с топологията и географския релеф на региона. Радиопланиране на комуникационните връзки се извършва със специализиран софтуер и предоставени изходни данни. Програмният продукт показва профила на релефа между две точки, разстоянието между тях и отчита наличието пряка видимост.



Фиг.5. Профил на релефа между МНК – Обект 1 и ЦМК

Потокът от данни от МНК към ЦМК е с постоянна скорост 10Mbps, а в обратна посока се изпраща информация с постоянна скорост 2Mbps. Радио връзките се реализират в нелицензионния честотен диапазон с оглед на постигане на добри икономически показатели на системата.

6. Заключение

Проектът е в процес на реализация в „Природен парк Странджа“, с. Кости, като очакваните ползи от прилагането на метода са:

- ✓ Намаляване на преките и косвените щети, причинени от горски пожари;
- ✓ Поддържане на непрекъснат визуален контакт с мястото на разпространение на пожар с цел по – ефективна координация на дейностите по
- ✓ овладяване на кризисната ситуация;
- ✓ Своевременно оповестяване на заинтересованите длъжностни лица.

Популяризирането на резултатите от научните изследвания, които са представени в настоящата публикация е финансирано от Вътрешния конкурс на ТУ-София 2013 г., договор № 122ПД0040-08.

ЛИТЕРАТУРА

[1] К. Митев, С. Мановски, Ю. Заркова, Проект за устойчиво управление на горите и опазване на околната среда чрез създаване на система за превенция и ранно оповестяване на противопожарна защита

[2] LAMA d.o.o., iForestFire - Intelligent Forest Fire monitoring System, http://www.lama.hr

Автори: Юлия Заркова, маг. инж., докторант - катедра „Електроизмервателна техника ”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, , Проектант компютърни системи, Лирекс БС ЕООД, София, E-mail address: *jzarkova@abv.bg*; Георги Милушев, доц., д-р инж**.** – катедра „Електроизмервателна техника”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *email: gm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.05.2013 **Рецензент:** проф. д-р Пламен Цветков

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ИЗВЛИЧАНЕ НА ДАННИ ПРИ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННО УПРАВЛЕНИЕ С ОБОРУДВАНЕ НА ПАНАСОНИК

Албена Танева, Севил Ахмед, Михаил Петров

Резюме: *Мрежовите системи за управление (МСУ) намират все по-широко приложение в търсенето на индустриални приложения. Те позволяват резервиране, адаптивност и улесняват навлизането на безжичните технологии. Системите за индустриална автоматизация обикновено имат сложна йерархична структура, в която се разграничават няколко йерархични нива. В основата на мрежовата разпределена топология е полевото ниво, където са разположени сензори, изпълнителни механизми, входно-изходни модули, задвижвания, които комуникират чрез специализирани интерфейси и протоколи в реално време. Настоящата работа е посветена на лабораторна мрежова система за управление на Панасоник с възможност за телекомуникация, събиране на данни и web управление. Предоставена е възможност и демонстрация за разработване на различни алгоритми с цел преодоляване на закъснения и загуба на информация в МСУ.*

Ключови думи: *индустриални системи за управление, телекомуникация*

DATA ACQUISITION AND TELECONTROL WITH PANASONIC EQUIPMENT

Albena Taneva, Sevil Ahmed, Michail Petrov

Abstract: *Networked Control Systems (NCSs) recently have gained the attention on the industry applications since they are flexible and re-usable. In this way they can also provide component redundancy, adaptability and be less invasive by utilizing wireless technologies. The NCSs are attractive area and many industrial companies (Panasonic) and institutions have shown great interest in applying various topologies to remote control and manufacturing automation. The industrial automation systems can be very complex, and they are usually structured into several hierarchical levels. At the basic field level NCS, as a distributed topology, includes sensors, actuators, I/O modules, drive units, which communicate with automation systems over a powerful, real-time communication. This paper is focused on a Panasonic laboratory NCS for data acquisition and web control. It presents an automation solution and proposes possibility to develop and incorporate algorithms and investigation based on different control strategies to overcome the transmission delay and information loss in the NCS.*

Keywords: *industrial control systems, telecontrol*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Introduction

Networked Control Systems recently have gained the attention on the industry since they are flexible and re-usable. In this way they can also provide unit redundancy, adaptability and be less invasive by utilizing wireless technologies. The NCSs are attractive area and many industrial companies (like Panasonic) and institutions have shown a great interest in applying various topologies to remote control and manufacturing automation.

The industrial automation systems can be very complex and they are usually structured into several hierarchical levels: fieldbus, control and information levels. The multifunctional Web-Server unit allows accessing FP Series PLCs via Ethernet. The advanced factory automation components communicate with each other via Ethernet, fig.1.

Many combinations are possible, e.g. an Ethernet network connecting several FP Web-Servers with one set up as a gateway. Therefore they are developed applications by using different protocols, for instance Modbus, Ethernet and etc., [1,2,3].

This paper is organized as follows: Section 2 is devoted to the description of the Web-server based systems, [4,5,6]. It is described in Section 3 the Panasonic laboratory equipment. The basement of the developed algorithm and web application is presented in Section 4. Some results for data acquisition and conclusions are given in the Sections 5 and 6, as well. The future work can be focused on the telecontrol improving. Therefore can be conducted investigations related to the delays and data loss during the transfer.

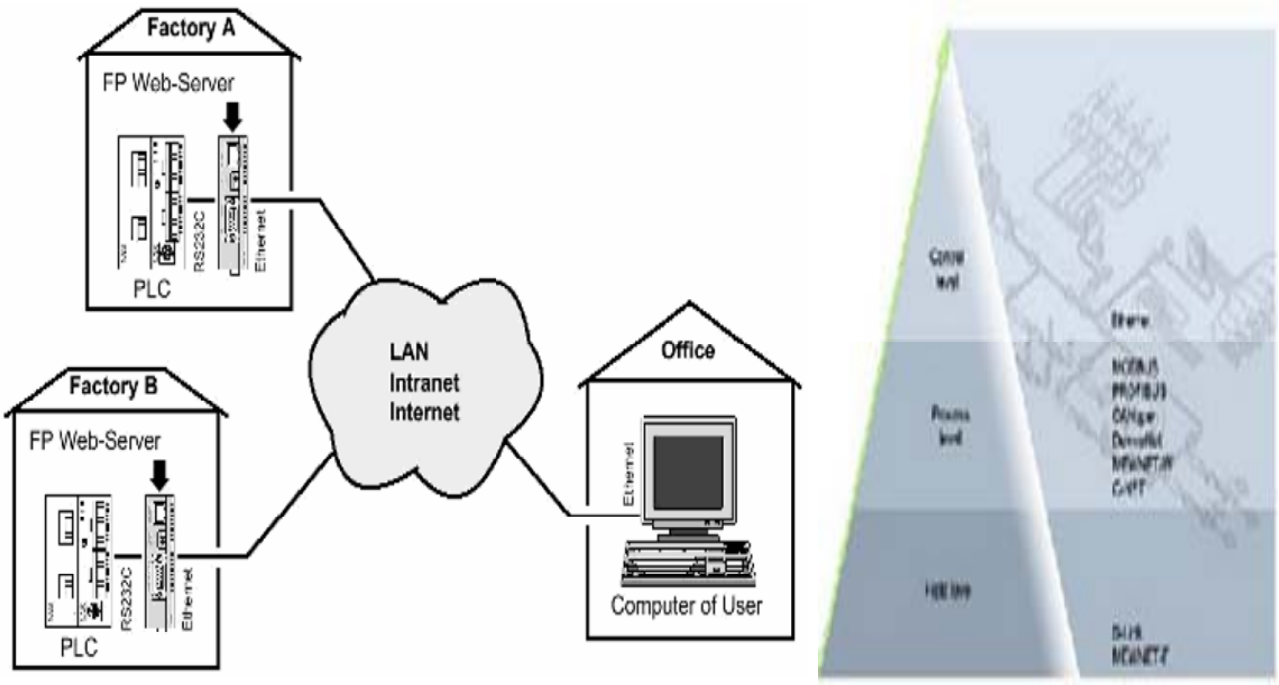


Fig.1. Common view of the factory NCS with FP Web-Server

2. Main description of the system with a Web-server

One of the advantages of the FP Web-Server is that it can work as an Ethernet-to-serial interface converter. This is declared as Panasonic MEWTOCOL protocol. It allows connecting the Panasonic FP series controllers to an Ethernet Network. Some of the advantages of the FP Web-Server are:

- Use standard browser, saving SCADA software
- Use existing Intranet, saving wiring
- Representation of PLC data in HTML pages
- Value inputting and changing in the PLC (set value, outputs, internal relays) via HTML pages.
- Password protection for access
- Email send function
- Data transfer: process control system, PLC programming, telemetry, monitored state function

On the fig.2 it is shown the incorporated interfaces of the server unit with Web Expansion. It is supplied with a 10BaseT Ethernet connection and uses a pier to pier with twisted pair cables. Thereby it receives all data via an Ethernet port, e.g. from a computer, it is routed to its respective port (RS232C, RS485 or USB) and vice versa. The data received at the serial interface is sent back to the computer via Ethernet. The unit is connected to the PLC with corresponding settings. In proposed configuration, the FP Web-Server is the server and the computer is the client. The server has an IP address 192.168.0.100. It is set corresponding to the local laboratory network and it is possible to reach the server outside of this NCS. The PLC is serial connected to the computer. The FP Web-Server is connected via the MEWTOCOL port. It is set up as Modbus-TCP Client for the PLC". To configure the server it is used the FP WEB Configurator 2 Tool, fig.3. It is created a configurator project with necessary settings including HTML pages, as well.

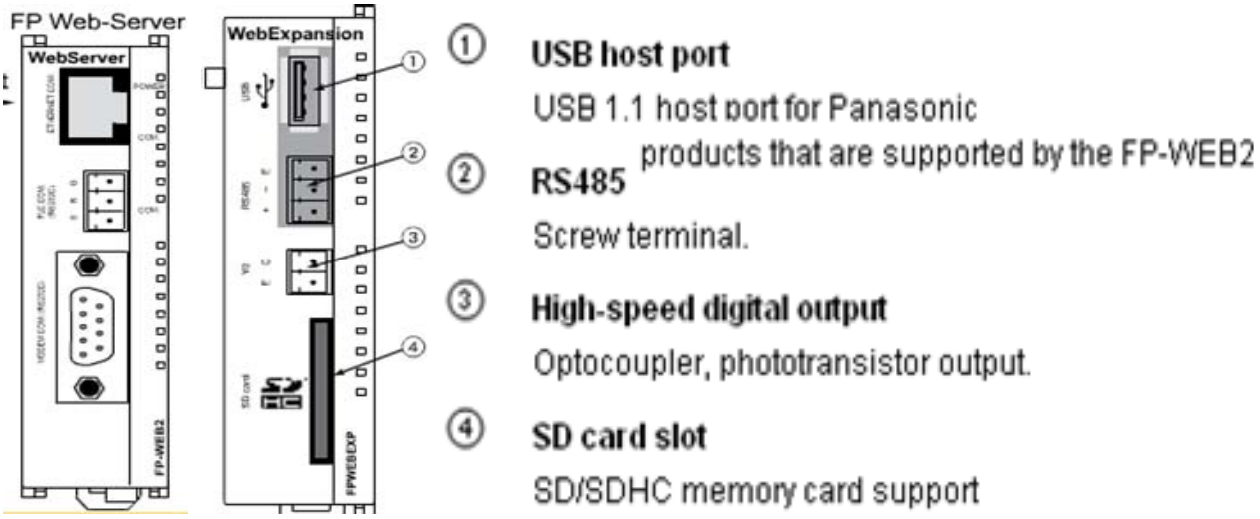


Fig.2.The main communication unit in the system

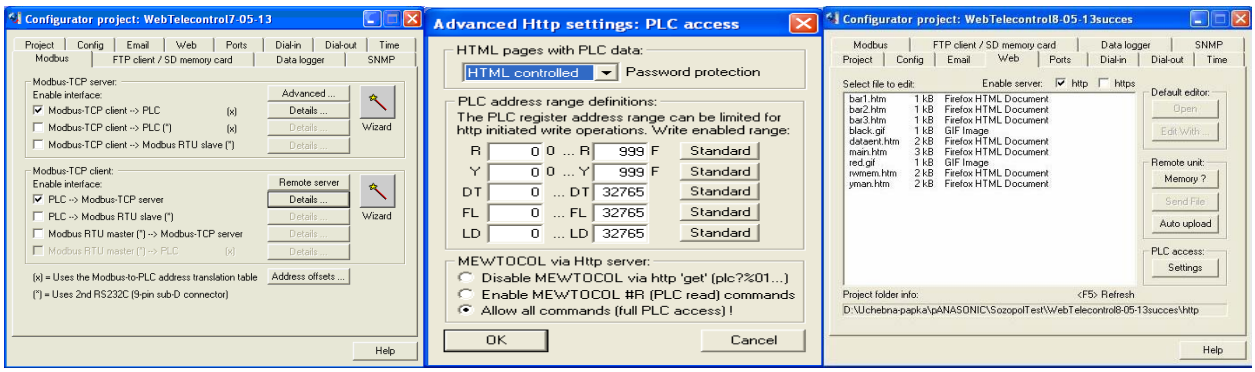


Fig.3. The communication settings in the FP Web Configuration project

To set up the client- Modbus TCP/IP Client and server- Modbus TCP server Ports, are used Enable options. The data from the specified devices is collected and stored in the FP Web-Server unit's RAM and written to an SD memory card of the FP Web expansion unit. The date and time of the logging data are recorded in a CSV format on the SD card. The data logger function has to be enabled. The data registers configured for the PLC will be polled by the FP Web-Server at the interval specified.

3. Description of the laboratory equipment

The laboratory set up consists of Panasonic controller FP-X C14R series, AC Motor, Frequency Inverter VF0, FP Web-Server with Web Expansion unit, GT02 industrial LCD terminal, Eco-POWER METER KW7M. It provides the ability to manage and motor control. The PLC is locally connected to the frequency inverter hence to the three-phase motor. The inverter in turn is connected to and controlled by controller. Between the inverter output and motor the current transformer is included. In this way it is able to monitor the current that passes through motor windings. The Eco-POWER METER, Panasonic series KW7M is used to measure the electric power and as remote unit (RTU), connected with RS485 interface. The Modbus RTU number is set to 2. The overall scheme, in simplified form, the elements of the system with signal directions is shown on the fig.4.

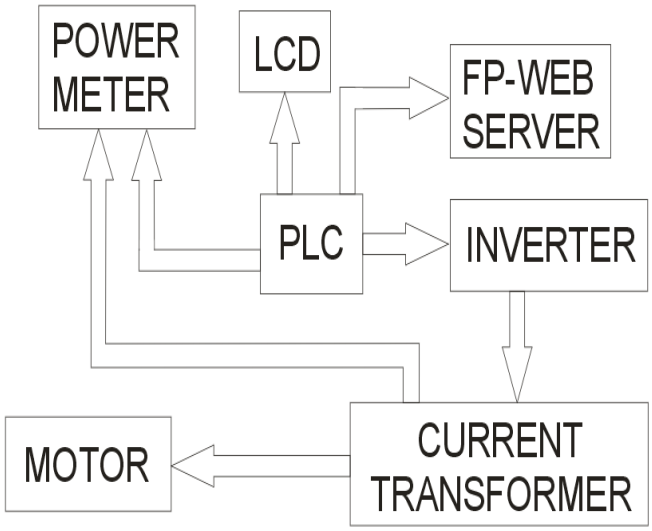


Fig.4. The block diagram of the system elements

4. Data acquisition with laboratory networked system

The main goal in this work is to develop and establish the communication between PLC as a local station and a Web application. In the PLC is uploaded a user program for the motor control in two modes. The related addresses and variables are used for data exchange with developed web application and are incorporated in the web project (source code). These data were requested from the PLC by the addresses defined (allowed) in the Configurator project, fig.3. To execute: **reading** (e.g. address DT107, related to the Eco-POWER METER with RTU number 2) and **writing** (e.g. address DT220) of the PLC memory are used the following statements in the HTML code:

```
<form action="/plcpost" method="post" target="subwin" onsubmit="opensubwin(200,100);" class='c'>
Read register DT107<input size="6" value="{DT107_6_d}"name="DT107_6_d"/> <input type='submit' value='Reading' /></p>

<title>Show DT220</title> </head> <body><p>PLC data DT220: {DT220_5_u}</p>
```

To integrate PLC data display fields into an HTML code, the register number parameters (or addresses) are enclosed in {...} curly brackets and inserted directly at the respective location on the HTML page.

The basic algorithm

In this work is developed an algorithm for data transfer between PLC and Web application by using a Web Server, in two directions. The procedure includes three main Modbus functions form the FPWIN Pro software environment:

Modbus Function 3: Read Registers
Modbus Function 15: Write Multiple Coils
Modbus Function 16: Write Registers

The static input parameters of a ModbusTCP communication instance only need to be initialized once upon PLC starts (server IP, data range ...). The functional blocks FB (F145 and F146) for sending and receiving the addresses are used to execute the Modbus communication, as well. It is used a separate statement of each function execution. However it is possible to read and write all registers with only one statement. In this way it is achieved the web motor control and data exchange. Therefore the inputs (buttons) from the web correspond to the controller outputs Y0 and Y1. The buttons trigger the outputs of the PLC. The algorithm supports the setting data from the web to the PLC registers and in opposite direction, as well. The controller has to be in RUM mode, hence in predefine time the data are refreshed. This program is running in a PLC main task. It is possible to use an option to close the connection if no data transfer after specified time.

5. Web application for data acquisition and control

For the real-time data acquisition and control are designed HTML pages (fig.5- fig.8). It is used a standard text editor. However Panasonic provides own environment - FP

Web Designer with many functional libraries (related to the control systems applications). The developed web pages are loaded to the Configurator project and to the server. In this work it is obtained the data transferring between Web application and local control system by using the Web-Server. On the fig.5 it is shown the developed main.htm page, with options: element list and description links of the laboratory equipment; the web-control menu. On the next web page it is presented the PLC's outputs telecontrol, fig.6.

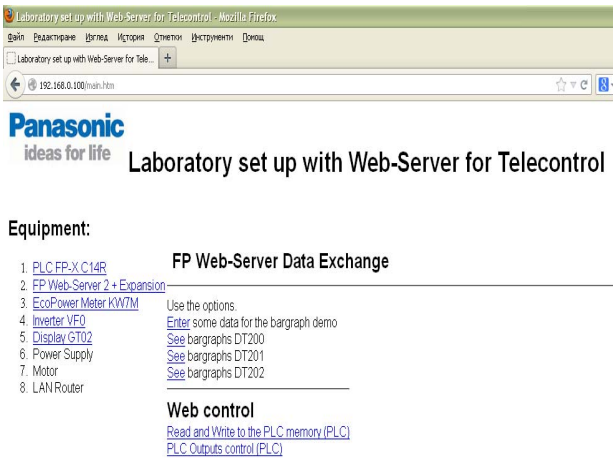


Fig.5. The main page view of the developed telecontrol project

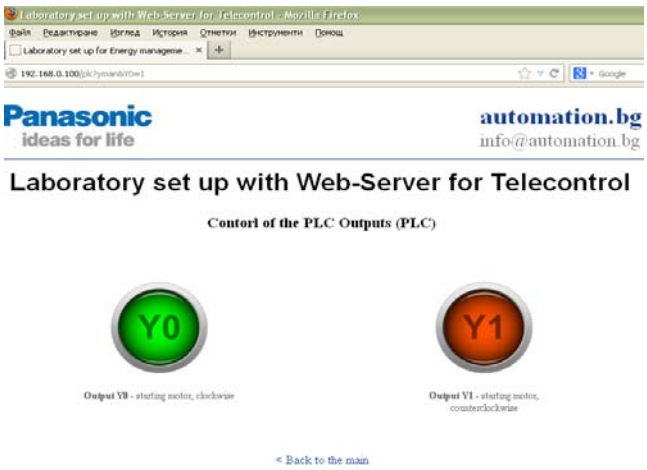


Fig.6. The telecontrol of the outputs of the PLC

The result is the condition displaying of the relays with active images. By the buttons pressing the PLC outputs conditions are changed. It is observed an instant respond of the motor working mode.

The reading and writing options to and from the PLC are implemented in the pages shown on fig.87 It is denoted how can be presented the data exchanges in bar graphs on the web, fig. 8.

On the other hand it is possible to present the received data in PLC software environment, fig.9.

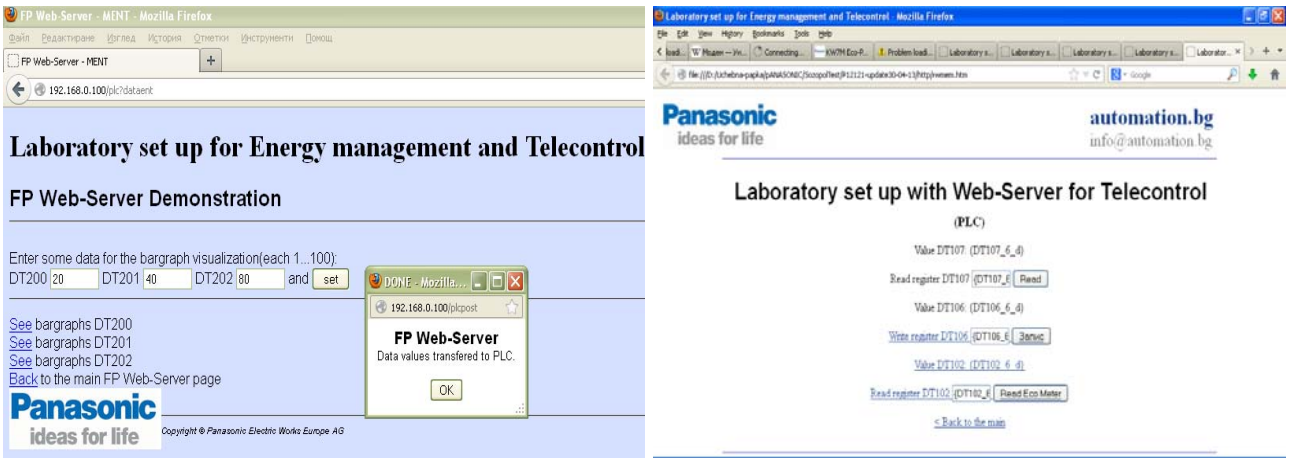


Fig.7.The Web writing and reading options

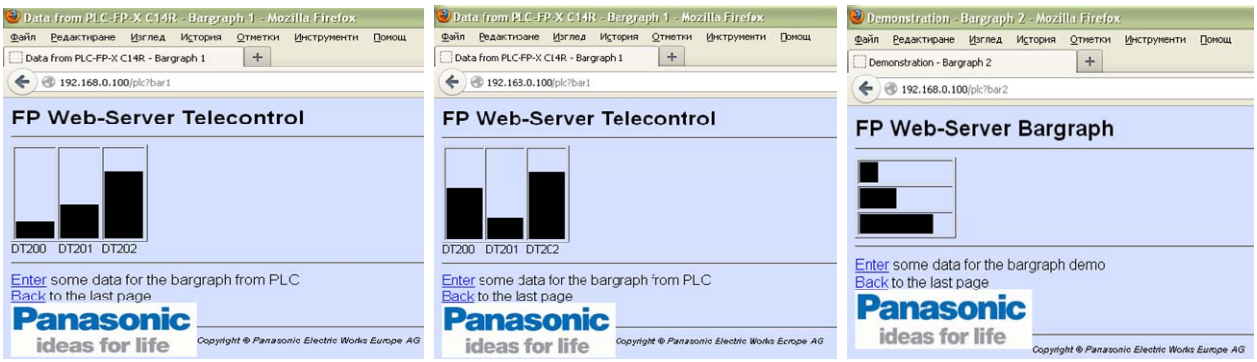


Fig.8. The data acquisition and visualization with telecontrol

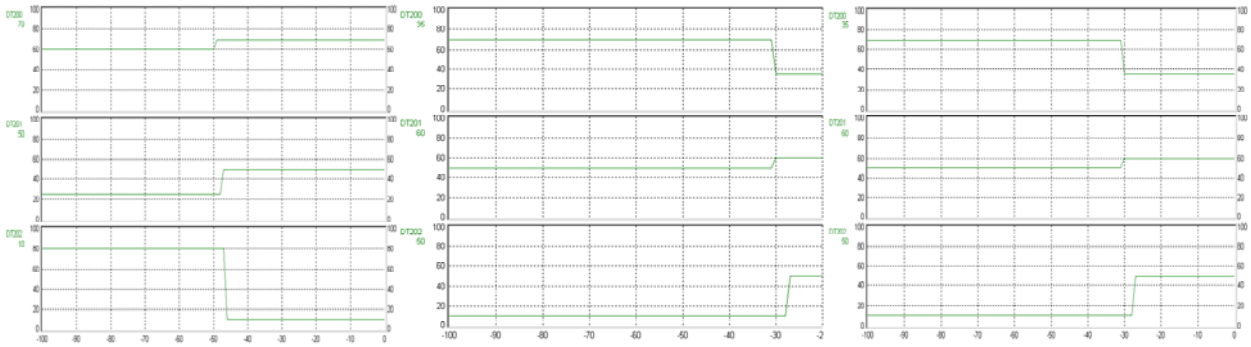


Fig.9. The Data trace of the memory data received from the web to the PLC

6. Conclusions

The developed telecontrol project could be expanded and investigated as industrial networked control system (NCS). It is possible and very easy to be added bar graphs; images increase their size according to PLC data, hence achieved SCADA project; PLC data could be sent via email and etc. by FP Web-Server using. The user developed programs allow data exchange and monitor with software tools. The experiment shows the sending and receiving of the specified addresses successfully. It is very fruitful and promising research area especially to ensure transfer and secure of the process data for the industrial control system applications.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge to the partners in contract No:I-694/ 21.12.2012.

REFERENCES

[1] Джиев Ст. ***Индустриални мрежи за комуникация и управление***, София, 2003.

[2] Decotgnie J.-D., ***Ethernet-Based Real-Time and Industrial Communications***, Proceedings of the IEEE, vol. 93, No. 6, June 2005

[3] Hespanha, J. P. Naghshtabrizi, and Y. Xu, ***"A survey of recent results in networked control systems,"*** Proc. of the IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 138–162, 2007.

[4] Manual No. ACGM015V1.2 END, ***Panasonic FP series, FP Web-Server, Hardware/Configurator,*** 12/2006.
[5] Manual No.ACGM0125V2EN, ***MEWTOCOL protocol,*** Panasonic, 2010.
[6] Nitaigour P. Mahalik, ***Fieldbus Technology - Industrial Network Standards for Real-Time Distributed Control,*** Springer-Verlag- Berlin and Heidelberg GMBH & CO. KG, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, ISBN 978-3-642-07284-0

Authors: Albena Taneva, assoc. prof., Ph.D. - Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, E-mail address: *altaneva@tu-plovdiv.bg* ; Sevil Ahmed assis. prof., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, E-mail address: *sevil.ahmed@tu-plovdiv.bg*; Michail Petrov prof., Ph.D. - Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, E-mail address: *mpetrov@tu-plovdiv.bg*

Постъпила на 14.05.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПРОГРАМИРУЕМ КОНТРОЛЕР ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА ВЛАГОСЪДЪРЖАНИЕТО И ТЕМПЕРАТУРАТА НА ДЪРВЕСИНАТА

Ненчо Делийски, Евгени Янков

Резюме: *В работата се дава функционалният алгоритъм на създаден и внедрен от авторите програмируем контролер за измерване на влагосъдържанието и температурата на дървесината. Информация за влагосъдържанието се получава въз основа на измерването на съпротивлението при постоянен ток между фиксирани в дървения материал метални електроди. При изчисленията се отчитат дървесният вид и текущата температура на материала. Последната се измерва със сензор Pt1000, разположен в дървесината. Много големият обхват на изменение на съпротивлението на дървесината – от 100Ω до 100GΩ и силно зашумената околна среда са главните проблеми, решени при създаването на контролера.*
Ключови думи: *програмируем контролер, влагосъдържание на дървесината, температура на дървесината, съпротивление на дървесината*

PROGRAMMABLE CONTROLLER FOR MEASURING THE WOOD MOISTURE CONTENT AND TEMPERATURE

Nencho Deliiski, Evgeni Yankov

Abstract: *This paper presents the functional algorithm of the developed by the authors programmable controller for measuring the wood moisture content and temperature. The information for wood moisture content is received based on the DC conductivity measurement between metal electrodes fixed in the wood material and based on the following calculations, taking into account the wood specie and the current wood temperature. The actual wood temperature is measured by a Pt1000 sensor situated in the material. The very large range of the wood electrical resistance - from 100Ω to 100GΩ and the very noisy environment are the main problems, which are solved during the creation of the controller.*
Key words: *programmable controller, wood moisture content, wood temperature, wood conductivity*

1. Въведение

Дървесината като капилярно-пореста колоидно тяло има хигроскопични свойства, които обуславят способността й да променя своето влагосъдържание при изменящи се температурно-влажностни условия на заобикалящата я среда.

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

С цел превръщане на дървесината от природна суровина с високо влагосъдържание в продукт с дефинирани експлоатационни свойства и ниско влагосъдържание тя се подлага на сушене. При този процес не трябва да се допуска възникването на необратими деформации и пукнатини в материала, поради което е необходимо процесът на сушене да се провежда при такъв режим, че текущите стойности на температурата и влажността на сушилния агент да са съобразени с текущото влагосъдържание на дървесината [1, 4, 6].

За точно измерване на влагосъдържанието на дървесината по време на сушенето най-често се използва кондуктометричният метод, основаващ се на измерването на съпротивлението на постоянен ток между фиксирани в нея метални електроди. Съпротивлението на дървесината зависи не само от влагосъдържанието й, но и от нейната температура и от дървесния вид, като в процеса на сушене може да се изменя в изключително големи граници - от 100Ω до 100GΩ. Това силно усложнява техническото реализиране на самото измерване и получаването на достоверни резултати за моментното влагосъдържание по време на целия процес на сушене и в целия измервателен обхват.

Контролерите за измерване на влагосъдържанието на дървесината и за автоматично управление на процесите на нейното изсушаване, които се предлагат от водещите специализирани фирми [5], се отличават с много висока цена. Тя се оказва неприемлива за по-голямата част от нашите малки и средни мебелни и дървообработващи предприятия и това забавя развитието им.

В настоящата работа се описва устройството и функционалният алгоритъм на създаден от авторите и широко внедрен в практиката микропроцесорен програмируем контролер за измерване на влагосъдържанието и температурата на дървесината. Без да отстъпва на чуждестранните аналози по точност на измерване и надеждност, той се отличава от тях със значително по-ниска цена.

2. Предназначение, входове, изходи и функции на контролера

2.1. Предназначение на контролера

В резултат на творческо сътрудничество между ЛТУ, ТУ-София и фирма “Делта инструмент” ООД е разработен и внедрен микропроцесорен програмируем контролер за автоматично измерване на влагосъдържанието *u* в три независими една от друга области в дървени материали и на температурата *t* в една точка от тези материали (фиг.1).

Контролерът може да бъде използван самостоятелно за измерване на *u* и *t* в материали от различни дървесни видове, а също в съчетание с друг контролер – в система за автоматично управление на процеса на сушене на дървени материали от произволно начално до желано крайно влагосъдържание [2].

Фиг.1. Контролер за автоматично измерване на *u* и *t* на дървесина

2.2. Входове и изходи на контролера

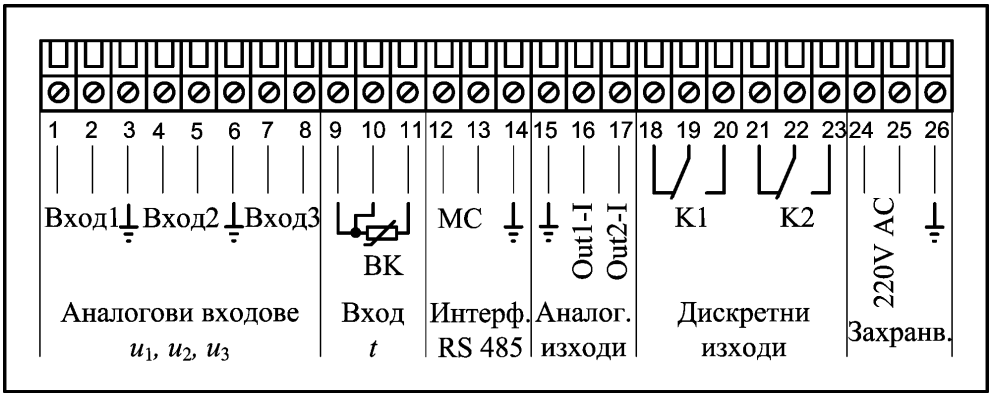
Разработеният контролер има следните входове и изходи (фиг.2):

• вход за подаване на захранващо напрежение 220V AC;

• три аналогови входа за присъединяване на датчици за измерване на *u*. Всеки датчик има по 2 метални електрода, които са предназначени за измерване на *u* чрез измерването на постояннотоковото съпротивление между електродите, фиксирани в дървените материали на определено константно разстояние;

• аналогов вход за присъединяване по трипроводникова схема на терморезисторен датчик ВК, с помощта на който се измерва *t* на дървесината;

• изход за предаване по сериен канал RS485 на измерената от контролера моментна осреднена стойност МС на *u* към друг уред или контролер за автоматично управление на процеса на сушене на дървесината [2, 7];



Фиг.2. Входове и изходи на контролера за автоматично измерване на *u* и *t* на дървесина

• аналогови изходи Out1-I и Out2-I, от които чрез унифицирани токови сигнали 4 ÷ 20 mA от контролера може да се извежда текущата информация за стойностите на *u* и *t*;

• две изходни релета K1 и K2 с изведени SPDT контактни системи, които са предназначени за сигнализиране достигането на предварително зададено състояние на материалите по влажност и температура.

2.3. Функции на контролера

В хардуера и софтуера на контролера са реализирани следните основни функции:

• въвеждане чрез клавиатурата на контролера на информация за:

- дървесния вид, чиито *u* и *t* се измерват;
- максимална и минимална стойности на *u*, спрямо които ако някоя от измерените от трите сензори стойности u_1, u_2 и u_3 се окаже извън тях, то тя се счита за грешна и не участва в изчисленията на контролера;
- допустима разлика Δu между средната и най-голямата и средната и най-малката от текущо измерените стойности на *u*, при превишава-

нето на която най-голямата, респ. най-малката стойност на u не участва в изчисляването от контролера на средно-аритметичната стойност на u;

• измерване на омичното съпротивление между три двойки метални електроди, фиксирани в дървените материали;

• измерване на температурата на дървесината с помощта на терморезисторен сензор Pt1000;

• изчисляване на u_1, u_2 и u_3 въз основа на измереното постояннотоково съпротивление на дървесината и съответствието му спрямо влагосъдържанието на декларирания от оператора дървесен вид съгласно табличната стойност на u при измерената в момента от контролера температура на дървесината (табл. 1 и табл. 2);

• изчисляване на средноаритметичната стойност МС на u с вземане под внимание на въведена от оператора стойност на Δu (обяснено е по-долу);

• визуализиране върху дисплеите на контролера на текущите стойности на t, u_1, u_2 и u_3 и МС;

Таблица 1. Изменение на u на дървесината на смърч, ела, сапели, сипо, дибету и др. в зависимост от електричното й съпротивление R и от нейната температура t

Съпротивление на дървесината R	Температура на дървесината t, °C				
	0	20	40	60	80
	Влагосъдържание на дървесината u, %				
∞	6,3	5,5	4,8	4,1	3,4
9,00 GΩ	11,8	10,5	9,2	7,9	6,6
6,00 GΩ	12,2	10,9	9,6	8,2	6,9
3,00 GΩ	13,0	11,6	10,1	8,8	7,4
2,00 GΩ	13,5	12,0	10,6	9,1	7,7
1,00 GΩ	14,6	13,0	11,4	9,8	8,2
0,50 GΩ	15,5	13,9	12,2	10,4	8,7
0,20 GΩ	16,9	15,0	13,2	11,4	9,5
0,10 GΩ	17,9	16,1	14,1	12,1	10,2
50,0 MΩ	19,2	17,1	15,1	13,0	10,9
27,0 MΩ	20,1	17,8	15,7	13,5	11,4
18,0 MΩ	20,8	18,5	16,3	14,1	11,8
13,5 MΩ	21,3	19,0	16,8	14,4	12,1
9,00 MΩ	22,1	19,8	17,4	15,0	12,6
4,50 MΩ	23,8	21,2	18,7	16,1	13,5
2,00 MΩ	26,5	23,7	20,8	18,0	15,1
1,00 MΩ	29,9	26,8	23,6	20,4	17,2
0,50 MΩ	35,7	31,9	28,0	24,2	20,5
0,20 MΩ	50,1	44,7	39,4	34,0	28,7
0,10 MΩ	69,4	62,0	54,6	47,2	39,9
100 Ω	148,1	132,4	116,7	101,0	85,3

Таблица 2. Изменение на *u* на дървесината на бук, липа, топола, тик, венге и твърди ПДВ в зависимост от електричното й съпротивление *R* и от нейната температура *t*

Съпротивление на дървесината *R*	Температура на дървесината *t*, °C				
	0	20	40	60	80
	Влагосъдържание на дървесината *u*, %				
∞	4,5	4,0	3,5	3,0	2,5
9,00 GΩ	8,4	7,5	6,5	5,6	4,6
6,00 GΩ	8,7	7,8	6,9	5,9	4,9
3,00 GΩ	9,4	8,3	7,2	6,3	5,2
2,00 GΩ	9,7	8,6	7,5	6,5	5,4
1,00 GΩ	10,4	9,3	8,2	7,0	5,9
0,50 GΩ	11,2	9,9	8,7	7,5	6,3
0,20 GΩ	11,2	9,9	8,7	7,5	6,3
0,10 GΩ	12,9	11,6	10,1	8,7	7,3
50,0 MΩ	13,8	12,3	10,8	9,3	7,8
27,0 MΩ	14,4	12,9	11,3	9,7	8,1
18,0 MΩ	15,1	13,4	11,8	10,2	8,5
13,5 MΩ	15,4	13,7	12,0	10,3	8,7
9,00 MΩ	16,0	14,3	12,5	10,8	9,1
4,50 MΩ	17,2	15,4	13,5	11,6	9,8
2,00 MΩ	19,2	17,1	15,1	13,0	10,9
1,00 MΩ	21,6	19,3	16,9	14,6	12,3
0,50 MΩ	25,8	23,1	20,2	17,5	14,8
0,20 MΩ	36,2	32,4	28,5	24,7	20,7
0,10 MΩ	50,2	45,0	39,6	34,2	28,8
100 Ω	107,7	96,2	84,8	73,4	61,8

• визуализиране върху дисплеите и светодиодите на контролера за възникнало прекъсване в електричните вериги на сензорите за измерване на *u* и *t*;

• сигнализиране с релетата K1 и K2 за достигането на зададено влажностно и температурно състояние на дървесината;

• предаване по сериен интерфейс RS485 на измерените и изчислени стойности на *u* към друг уред или контролер за управление на процеса на сушене.

Използването на три двойки електроди позволява на контролера по-лесно да проверява и открива наличието на евентуални грешки в измерванията, а следователно, да изчислява по-достоверната и по-важна за управление на процеса осреднена стойност на влагосъдържанието.

Тъй като съпротивлението на дървесината зависи не само от влагосъдържанието й, а и от нейната температура (табл. 1 и табл. 2), то в софтуера на контролера е заложено изчисляване на автоматична температурна корекция на измерените

стойности на u въз основа на текущите стойности t_x на температурата t на дървесината.

Текущите стойности u_{tx} на u при температура t_x контролерът изчислява по следното уравнение с вземане под внимание на интерполираната стойност u_{t0} на u при $t_0 = 0\ ^{\circ}\mathrm{C}$, която съответства на моментното измерено съпротивление на дървесината:

$$u_{tx} = u_{t0} \exp[-K_{\mathrm{w}}(t_x - t_0)]\ , \qquad (1)$$

където K_{w} е коефициент, зависещ от дървесния вид.

Във флаш-памет на контролера са записани таблици с базови стойности за $u_{tx} = f(R)$ за три групи от най-разпространените дървесни видове (две от тях са дадени в табл.1 и табл.2). След математично обработване на приведените в таблиците данни са определени стойностите на коефициента K_{w} в уравнение (1) за съответните дървесни видове. С помощта на тези стойности на K_{w} контролерът изчислява температурната корекция на измерените стойности на влагосъдържанието на дървесината.

Информация за влагосъдържанието се получава в контролера и визуализира върху две негови 4-разрядни, седемсегментни LED индикации и 4 светодиода въз основа на измерването на съпротивлението при постоянен ток между фиксирани в дървените материали три двойки метални електроди и последващи изчисления, при които се отчитат дървеният вид и текущата температура на материала. Последната се измерва със сензор Pt1000, разположен на подходящо място в дървесината.

При подаване на захранващо напрежение контролерът минава в основен режим на визуализация, като на горния му дисплей се изписва средноаритметичната стойност на u (в %), изчислена въз основа на сигналите от трите сензори за влагосъдържание, а на долния дисплей - измерената стойност на t (в $^{\circ}$C).

При натискане на бутона MODE индикацията преминава от основен режим към режим на автоматично обхождане на трите канала за измерване на u, като показанията за u_1, u_2 и u_3 се сменя през период от около две секунди.

Автоматичното обхождане на каналите се спира, като се натисне още веднъж бутонът MODE. След това контролерът продължава да визуализира показанието на този канал, който е бил активиран в момента на натискане на бутона MODE в края на режима на автоматично обхождане на каналите за u.

Следващото натискане на MODE връща контролера към неговия основен режим на визуализация.

Смяна или изменение на стойностите на параметри в контролера е възможно след въвеждане на четирицифрена парола чрез едновременното натискане на бутоните MODE и ENT. Тогава на горния ред на индикацията се изписва 0000 и чрез бутоните $\triangleleft$ и $\triangle$ се въвежда съответната парола. Натиска се ENT и при правилно въвеждане на паролата на индикацията се изписва PASS.

С натискане на MODE се преминава към редактиране на параметрите, като тяхна нова стойност се набира с бутоните ◁ и △. Запаметяването й от контролера се извършва с натискане на ENT. С MODE се преминава към следващ параметър. При изчерпване на параметрите от дадено меню контролерът преминава към основен режим на визуализация.

След въвеждане на паролата 0002 се осъществява декларираме от оператора и запаметяване в контролера на дървесния вид, чието влагосъдържание предстои да бъде измервано. Контролерът извършва измерването и температурната корекция на стойностите на u с използване на онази от трите таблици с базови данни за $u_{tx} = f(R)$, в която попада въведеният дървесен вид.

След въвеждане на парола 0003 може да се редактира върху горния дисплей на контролера стойността на Δu (тя се изписва на долния дисплей като dELt).

При повторно натискане на бутона MODE след като е въведена паролата 0003 на долния дисплей се изписва Lo. Тогава върху горния дисплей с ◁ и △ може да се актуализира минималната стойност на u, спрямо която ако някоя от измерените стойности u_1, u_2 и u_3 се окаже по-ниска, то тя се счита за грешна и не участва в изчисленията на контролера.

При третото натискане на MODE след въвеждане на паролата 0003 на долния дисплей се изписва Hi. Тогава върху горния дисплей с бутоните ◁ и △ може да се актуализира максималната стойност на u, спрямо която ако някоя от измерените стойности u_1, u_2 и u_3 се окаже по-висока, то тя се счита за грешна и не участва в изчисленията на контролера.

Всички въведени от оператора параметри посредством клавиатурата или по RS485 се съхраняват във флаш-памет и не се променят при изключване/ включване на захранващото напрежение.

3. Заключение

Внедряването на контролера в няколко фабрики в България, Сърбия и Македония напълно доказа ефективността на заложения в него алгоритъм на функциониране. Контролерът се използва за измерване на влагосъдържанието на различни дървесни видове в целия обхват на изменението му с грешка $\pm 0{,}5\%$ до границата на насищане на клетъчните стени на материала и $\pm 3{,}0\%$ над нея.

При разработването на контролера са решени редица проблеми, най-сложните от които са изключително големият обхват на изменение на измерваното съпротивление на дървесината - от 100Ω до 100GΩ и често силно зашумената околна среда по време на експлоатацията му.

Контролерът се използва както самостоятелно, така и в съчетание с разработен от нас друг контролер в система за моделно базирано управление [3] на процеса на конвективно-камерно сушене на дървени материали [2, 7].

Връзката между двата контролера е галванично разделена и се осъществява с RS485 сериен интерфейс и Modbus протокол. Първият контролер предава моментната осреднена стойност на влагосъдържанието от трите измервателни области в материалите и въз основа на нея вторият контролер изчислява и управ-

лява текущите задания на сушилния агент по температура и влажност за нуждите на автоматичното управление на процеса на сушене.
Множество внедрявания в практиката доказа високата експлоатационна надеждност на контролера.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Виделов, Х. (2003), ***Сушене и топлинно обработване на дървесината,*** ЛТУ, София.
[2] Делийски, Н. (2011), ***Система модельно базированного автоматического управления процессом конвективной сушки пиломатериалов***. Annals of Warsaw University of Life Sciences, Forestry and Wood Technology, No 73,219-223.
[3] Хаджийски, М. (2003) ***Математичните модели в съвременните системи за технологично управление,*** Автоматика и информатика,№3,7-12,САИ,София.
[4] Шубин, Г. С. (1990), ***Сушка и тепловая обработка древесины,*** Лесная промышленность, Москва.
[5] ***Prospect Materials and Internet pages of firms*** Bollmann, Brunner, Hildebrand, Incomac, Incoplan, Ketres, Lignomat, Nardi, Mühlböck, Secal, Secea, Vanichek, etc.
[6] Trebula, P. I. Klement (2002), ***Drying and Hydrothermal Treatment of Wood,*** TU - Zvolen, Slovakia.
[7] Yankov, E., N. Deliiski (2007), ***Programmable Control for Lumber Drying in Chambers,*** Proc. of the 11th WSEAS International Conference on SYSTEMS, Agois Nikolaos, Crete, Greece, 194-198.

Authors: Nencho Stanev Deliiski, D.Sc., PhD, Prof. - Dept. of Mechanics and Automation of the Production, Faculty of Forest Industry, University of Forestry, E-mail address: *deliiski@netbg.com*; Evgeni Assenov Yankov, PhD, Assoc. Prof., Dept. of Electrical Measurement, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *eay@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензен**т проф. дтн Емил Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

МОДЕЛИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА КПД НА БАСЕЙНИ ЗА ПРОВАРЯВАНЕ НА ДЪРВЕСИНА ПРИ РАЗМРАЗЯВАНЕТО Й

Ненчо Делийски

Резюме: *В работата е представено решението на предложен с участието на автора математичен модел на топлинния баланс на басейни за проваряване на дървени материали с цел пластифицирането им в производството на фурнир. С помощта на модела е изследвано изменението на топлинния КПД на басейн за проваряване за случаите на размразяване в него на често използваните в производството на фурнир и шперплат обли букови материали* (*трупи*)*. Изследвано е влиянието на температурата на проваряващата вода и степента на запълване на басейна със съдържащи лед материали върху топлинния к.п.д. на басейна.*

Ключови думи: *басейн за проваряване на дървесина, топлинен баланс, температура на водата, размразяване на дървесината, топлинен к.п.д.*

MODELING AND STUDYING OF THE EFFICIENCY OF POOLS FOR BOILING OF WOOD MATERIALS AIMING AT THEIR DEFROSTING

Nencho Deliiski

Abstract: *The solution of an earlier suggested with the participation of the author mathematical model for the thermal balance of pools for boiling of wood materials aimed at their plasticizing for the production of veneer has been presented in this paper. With the help of the model, the change in the thermal efficiency coefficient of a pool has been studied for the cases of defrosting in it of often used in the veneer production beech logs. The change in the thermal efficiency coefficient has been examined depending on the water temperature in the pool and the degree of the fullness of the pool with frozen beech logs aimed at their plasticizing.*

Key words: *pool for boiling of wood, thermal balance, water temperature, wood defrosting, thermal efficiency coefficient*

1. Въведение

Проваряването на дървените материали е важна част от технологичните процеси при производството на фурнир, шперплат, паркет, слоести изделия и огънати детайли за мебелната и други промишлености. То се осъществява чрез въздействие върху материалите с гореща вода, в резултат на което се постига главно пластифициране или облагородяване на дървесината [1, 2, 3].

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Съдържащи лед дървени материали се подлагат на проваряване през зимата най-често с цел да се размразят и пластифицират при производството на рязан (облицовачен) и развит фурнир [4, 6]. Причина за това е фактът, че материалите в нагрято състояние имат повишена механична деформируемост.
Цел на настоящата работа е да се изследва влиянието на температурата на проваряващата вода и степента на запълване на басейна със съдържащи лед обли букови материали върху КПД на басейна при размразяване на материалите. Изследването е извършено с помощта на математичен модел на топлинния баланс на басейните за проваряване на дървесина, предложен по-рано с участието на автора.

2. Математичен модел на топлинния баланс на басейни за проваряване на дървени материали

В резултат на теоретични и експериментални изследвания с участието на автора в [5] е предложен математичен модел на топлинния баланс на басейни за проваряване на съдържащи и несъдържащи лед дървени материали с цел тяхното пластифициране или облагородяване.
С помощта на интегрални, диференциални и алгебрични уравнения са описани математически специфичните (спрямо 1 m^3 дървесина) разходи на топлинна енергия, които са необходими за:

- размразяване и последващо нагряване на подложените на проваряване дървени материали ($q_{\text{дървес.}}$);
- нагряване на конструкционните бетонни и топлоизолационни елементи на басейните за проваряване ($q_{\text{констр.}}$);
- нагряване на водата в басейна ($q_{\text{вода}}$);
- нагряване на металните парови калорифери на басейна ($q_{\text{калориф.}}$);
- нагряване на въздуха между капака на басейна и проваряващата вода ($q_{\text{въздух}}$);
- покриване на топлинната емисия на басейна в околното пространство ($q_{\text{емисия}}$).

Във всеки момент от проваряването на дървените материали, в т.ч. и по време на размразяването им, топлинният баланс на басейна се определя по уравнението

$$q_{\text{басейн}} = q_{\text{дървес.}} + q_{\text{констр.}} + q_{\text{вода}} + q_{\text{калориф.}} + q_{\text{въздух}} + q_{\text{емисия}}, \qquad (1)$$

където $q_{\text{басейн}}$ е специфичната топлинна енергия от външен източник, постъпила в басейна през калориферите му към дадения момент от проваряването, $kWh.m^{-3}$.
В [5] са приведени уравненията, по които се изчисляват отделните съставки на $q_{\text{басейн}}$ при провяряване на съдържащи и несъдържащи лед дървени материали.

Топлинният коефициент на полезно действие (КПД) на басейна η се определя по уравнението

$$\eta = \frac{q_{\text{дървес.}}}{q_{\text{басейн}}}. \qquad (2)$$

3. Резултати и дискусия

За решаване на математичния модел на топлинния баланс на басейните за проваряване на дървени материали и определяне съгласно (2) на техния топлинен к.п.д. е съставена програма в изчислителната и графична среда на MS Excel 2010 [8]. С помощта на тази програма е изследван топлинният баланс $q_{\text{басейн}}$ и са определени стойностите на η на басейн за проваряване на дървени материали към момента на напълно размразяване на разположени в него дървени материали, които съдържат лед в началото на процеса.

Изменението на специфичния разход на топлинна енергия, който е необходим за пълно размразяване на дървените материали $q_{\text{defr}} = q_{\text{басейн}}$, е изследвано за случая на размразяване на често използвани в производството на фурнир обли букови материали. За буковата дървесина е налице математично описание на специфичния й топлинен капацитет в зависимост от нейното влагосъдържание и температура [3], което е необходимо за изчисляване на специфичните топлинни разходи при нейното размразяване и последяващо нагряване.

При изчисленията са използвани приведените в [1] стойности на базисната плътност $\rho_{\text{b}} = 560\ \text{kg.m}^{-3}$ и на влагосъдържанието при границата на насищане на клетъчните стени при 20 °C $u_{\text{fsp}}^{20} = 0{,}31\ \text{kg.kg}^{-1}$ за буковата дървесина.

Използвани са наличните в литературата стойности на топлофизичните характеристики на водата и въздуха, а също на бетона, стоманата и изолационния материал на басейна.

Определянето на q_{defr} и КПД на басейна е направено спрямо размразяване на материали с обичайни за практиката влагосъдържание $u = 0{,}8\ \text{kg.kg}^{-1}$ и начална температура $t_{\text{w0}} = -10\ ^{\text{o}}\text{C}$ до достигането на температура $t_{\text{we}} = -1\ ^{\text{o}}\text{C}$, при която приключва пълното разтопяване на леда в дървесината [3].

Изследвано е влиянието на три често използвани в практиката стойности на температурата на проваряващата среда t_{m} върху q_{defr} и КПД на басейна, а именно: $t_{\text{m}} = 60\ ^{\text{o}}\text{C}$, $t_{\text{m}} = 80\ ^{\text{o}}\text{C}$ и $t_{\text{m}} = 100\ ^{\text{o}}\text{C}$. Изследвано е също влиянието на 5 степени на запълване на басейна с подложени на размразяване материали P_{w} върху к.п.д. на басейна, а именно: при $P_{\text{w}} = 15\%$, $P_{\text{w}} = 30\%$, $P_{\text{w}} = 45\%$, $P_{\text{w}} = 60\%$ и $P_{\text{w}} = 75\%$.

На фиг.1 са дадени техническите, топлофизичните и технологичните параметри на басейна и на процеса на размразяване на разположените в него букови материали. Дължината 6,6 m на изследвания като пример басейн, широчината му 2,0 m и дълбочината му 1,7 m позволяват максималният обем на разположената в

него вода да бъде 20 m^3. Практическият опит показва, че максималното запълване на този обем с подложени на проваряване обли материали може да бъде $P_w^{max} = 75\%$, а с призматични материали - $P_w^{max} = 60\%$.

Модел за изчисляване на топлинния баланс и к.п.д. на басейни за проваряване на дървени материали

Таблица 1. Технически и топлофизични параметри на конструкцията на басейна

Наименование на параметъра	Означение	Размерност	Стойност
Дължина на басейна	l_b	m	6,6
Широчина на басейна	s_b	m	2
Дълбочина на басейна	h_b	m	1,7
Височина на надземната част на басейна	h_n	m	0,8
Дебелината на бетона на стените и дъното на басейна	h_{sb}	m	0,3
Плътност на бетона на стените и дъното на басейна	ρ_b	$kg.m^{-3}$	2300
Специфичен топлинен капацитет на бетона на стените и дъното на басейна	c_b	$J.kg^{-1}.K^{-1}$	1134
Коефициент на топлопроводност на бетона на басейна	λ_b	$W.m^{-1}.K^{-1}$	1,28
Дебелина на изолационния слой на стените на басейна	h_{si}	m	0,1
Плътност на материала на изолационния слой на басейна	ρ_{si}	$kg.m^{-3}$	350
Специфичен топлинен капацитет на материала на изолационния слой на стените на басейна	c_{si}	$J.kg^{-1}.K^{-1}$	850
Коефициент на топлопроводност на материала на изолационния слой на стените на басейна	λ_{si}	$W.m^{-1}.K^{-1}$	0,042
Температура на бетонните стени и дъно на басейна в началото на проваряването	t_{bn}, t_{db}	°C	10
Температура на изолационния слой на стените на басейна в началото на проваряването	t_{in}, t_{ip}	°C	10
Температурата на почвата около басейна	t_p	°C	10
Дебелина на изолационния слой на капака на басейна	h_{ik}	m	0,1
Специфичен топлинен капацитет на изолационния материал на капака на басейна	c_{ik}	$J.kg^{-1}.m^{-3}$	850
Плътност на изолационния слой на капака на басейна	ρ_{ki}	$kg.m^{-3}$	350
Коефициент на топлопроводност на изолационния слой на капака на басейна	λ_{ik}	$W.m^{-1}.K^{-1}$	0,11
Коефициент на топлопроводност на почвата около басейна	λ_p	$W.m^{-1}.K^{-1}$	1,4

Таблица 2. Технологични параметри на процеса на проваряване на дървени материали

Наименование на параметъра	Означение	Размерност	Стойност
Вид на проваряваните материали – обли или призматични		-	обли
Базисна плътност на дървесината на подложените на проваряване материали	ρ_b	$kg.m^{-3}$	560
Средна начална влажност на проваряваните материали	u	%	80
Обем на проваряваните дървени материали в басейна	V_w	m^3	15
Начална температура на проваряваните материали	t_{w0}	°C	-10
Желана среднообемна температура на дървените материали в края на проваряването	t_{w1}	°C	-1
Температура на водата в басейна в началото на проваряването	t_{H2O-1}	°C	10
Установена технологична температура на водата в басейна	t_{H2O}	°C	80
Температурата на атмосферния въздух около басейна	t_0	°C	10
Относителна влажност на атмосферния въздух	φ_0	-	0,6
Скорост на атмосферния въздух около басейна	v_0	$m.s^{-1}$	2
Продължителност на проваряването	τ	h	13
Продължителност на подгряването на водата в басейна до t_{H2O}	τ_{OH}	h	4
Температура на топлоносителя в калориферите на басейна	t_K	°C	130
Влагосъдържание на дървесината на проваряваните материали при границата на насищане на клетъчните й стени при $t = 20$ °C	u_{fsp20}	%	31

Фиг.1. Технически, топлофизични и технологични параметри на басейна и на процеса на размразяване в него на обли букови материали

На фиг.2 е показано изменението на съставките на топлинния баланс на басейна (в % спрямо q_{defr}) при размразяване в него на букови материали с u = 0,8 kg.kg^{-1}, t_{wo} = -10 ^{o}C, t_{we} = -1 ^{o}C при температура на водата t_m = 80 ^{o}C и запълване на работния обем на басейна с дървесина P_w = 75%.

Модел за изчисляване на топлинния баланс на басейни за проваряване на дървени материали

РЕЗУЛТАТИ

Вид на специфичния разход на топлинна енергия	Означение	q, kWh.m^{-3}	Дялово участие, %
- за нагряване на дървените материали	$q_{дървес.}$	33,59	30,78
- за нагряване на конструкцията на басейна	$q_{констр.}$	43,45	39,81
- за нагряване на водата в басейна	$q_{вода}$	27,23	24,95
- за покриване на топлинната емисия на басейна	$q_{емисия}$	3,39	3,11
- за нагряване на въздуха между капака на басейна и проваряващата вода	$q_{въздух}$	0,07	0,07
- за нагряване на калориферите на басейна	$q_{калориф.}$	1,40	1,28
Обща консумация на топлинна енергия от басейна	$q_{басейн}=\Sigma q_i$	**109,13**	**100,00**

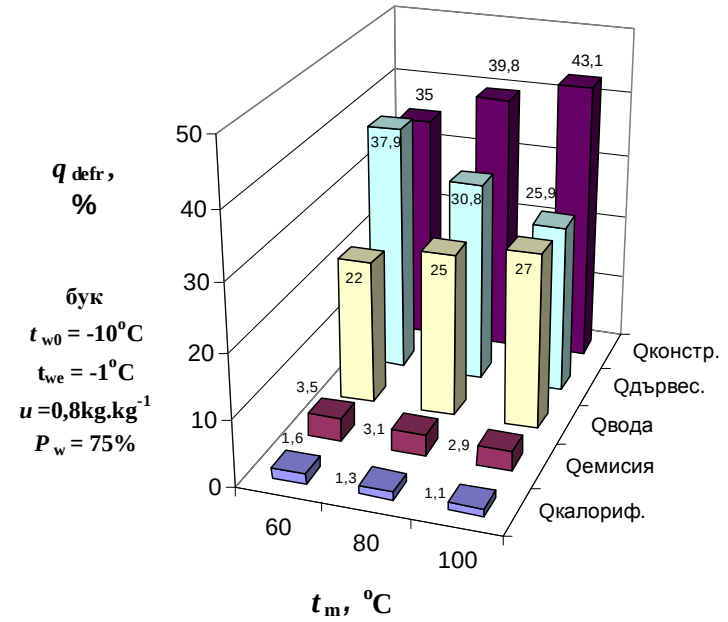
Специфичен разход на топлинна енергия за рамразяване на дървените материали в басейна:

q_{defr}	=	**109,13**	**kWh.m^{-3}**
W	=	80,00	%
V_w	=	15,00	m^3
ρ_b	=	560,00	kg.m^{-3}
t_m	=	80	^{o}C
τ_{defr}	=	13	h
t_{w0}	=	-10	^{o}C
t_{we}	=	-1	^{o}C
η	=	30,78	%

Топлинен баланс на басейна

Фиг.2. Изменение на съставките на топлинния баланс на басейна (в kWh.m^{-3} и в % спрямо q_{defr}) при размразяване в него на букови материали с u = 0,8 kg.kg^{-1}, t_{wo} = -10 ^{o}C, t_{we} = -1 ^{o}C, t_m = 80 ^{o}C и запълване на работния обем на басейна с дървесина P_w = 75%

Изчисленията на топлинния баланс показват, че разходът за нагряване на въздуха между водата в басейна и капака му е незначителен и не превишава 0,1% от баланса (фиг.2). Затова този разход не е показан на следващите фигури.
На фиг.3 е дадено изменението на съставките на топлинния баланс на басейна (в % спрямо сумарния специфичен разход за пълно размразяване на материалите q_{defr}) в зависимост от температурата на проваряващата вода t_m за случая на размразяване в басейна на съдържащи лед букови обли материали с начална температура t_{wo} = -10 °C и влагосъдържание u = 0,8 kg.kg^{-1}.

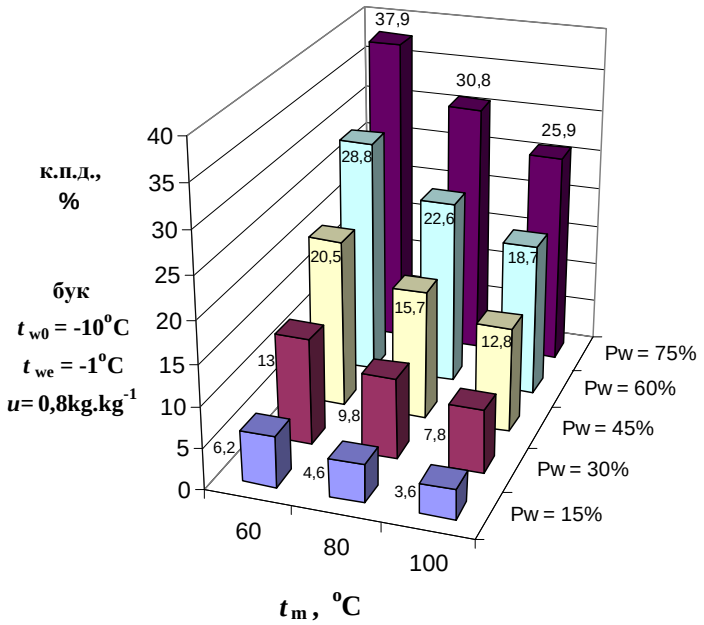


Фиг.3. Изменение на съставките на топлинния баланс (в % спрямо q_{defr}) на басейна при размразяване в него на съдържащи лед букови материали в зависимост от t_m

На фиг.4 е показано изменението на топлинния КПД на басейна при размразяване в него на изследваните букови материали в зависимост от P_w и t_m.
Анализът на показаните на фиг.3 и фиг.4 дава основание да се направят следните по-важни изводи:

1. При изразяване на съставките на топлинния баланс на басейна в % спрямо q_{defr} увеличаването на t_m от 60 °C на 100 °C предизвиква следното изменение на частта на отделните съставки в баланса на басейна (фиг. 3):

- $q_{констр.}$ нараства от 35,0% на 43,1%;
- $q_{вода}$ нараства от 22,0% на 27,0%;
- $q_{дървес.} = q_{wdefr}$ намалява от 37,9% на 25,9%;
- $q_{емисия}$ намалява от 3,5% на 2,9%;
- $q_{калориф.}$ намалява от 1,6% на 1,1%.



Фиг.4. Изменение на топлинния КПД на басейна при размразяване в него на съдържащи лед букови материали в зависимост от P_w и t_m

2. Топлинният КПД на басейна нараства с намаляване на t_m и особено с увеличаване на P_w. При изследваните стойности на началните и граничните условия на топлообмена той се изменя в изключително широки граници от 3,6% до 37,9% (фиг. 4).

3. Увеличаването на t_m от t_m = 60 °C на t_m = 100 °C предизвиква пропорционално намаляване на КПД на басейна с коефициент, който при P_w = 15% е равен на 0,065%.K^{-1}. С увеличаване на P_w този коефициент силно нараства и при максимално възможното използване на работния обем на басейна P_w = 75% достига до 0,3%.K^{-1}, т.е. до 4,6 пъти по-голяма стойност.

4. Увеличаването на P_w обуславя нарастване на КПД на басейна. То е особено силно изразено при увеличаване на от P_w от P_w = 15% на P_w = 30%, когато КПД нараства повече от 2 пъти: от 6,2% на 13,0% при t_m = 60 °C; от 4,6% на 9,8% при t_m = 80 °C и от 3,6% на 7,8% при t_m = 100 °C. Този факт показва количествено, колко енергийно неефективно е използването на басейните за проваряване в тях на материали, които запълват само малка част от обема им.

По-нататъшното повишаване на P_w от P_w = 30% на P_w = 75% предизвиква почти пропорционално нарастване на КПД на басейна, като при P_w = 75% той достига до следните, практически максимално възможни стойности за басейните за проваряване на дървени материали при размразяване в тях на съдържащи лед обли букови материали: 37,9% при t_m = 60 °C; 30,8% при t_m = 80 °C и 25,9% при t_m = 100 °C.

4. Заключение

В настоящата работа са представени и анализирани решения на предложен порано с участието на автора математичен модел на топлинния баланс и КПД на басейни за проваряване на дървени материали с цел тяхното пластифициране или облагородяване преди последващото им механично обработване. Решенията

на модела са получени с изготвена в изчислителната и графична среда на MS Excel 2010 програма за изчисляване и визуализиране на топлинния баланс на басейна и специфичните разходи на топлинна енергия, които са необходими за:

- нагряване на водата в басейна до желана технологична температура;
- размразяване и последващо нагряване на дървените материали;
- нагряване на бетонните и топлоизолационните конструктивни елементи на басейна;
- нагряване на металните калорифери на басейна;
- нагряване на въздуха между капака на басейна и водата в него;
- покриване на топлинната емисия на басейна.

Изследвано е влиянието на температурата на проваряващата вода t_m и на степента на запълване на басейна P_w със съдържащи лед букови материали върху топлинния КПД на басейна при размразяването на материалите. Установено е, че при равни други условия намаляването на t_m от 100 ^oC на 60 ^oC предизвиква повишаване на КПД на басейна с около 1/3, а увеличаването на P_w от 15% на 75% повишава КПД около 6 пъти при дадена стойност на t_m.

Използваната методика за моделиране и изследване на топлинния баланс и к.п.д. на басейните за проваряване може лесно да бъде адаптирана за решаване на аналогични проблеми в други индустриални отрасли.

5. Благодарност

Тази работа е изготвена при разработването на проект № 114 / 2011 г., който се подпомага финансово от НИС при ЛТУ.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Виделов, Х. (2003), ***Сушене и топлинно обработване на дървесината,*** ЛТУ, София.

[2] Делийски, Н. (2003), ***Моделиране и технологии за пропарване на дървени материали в автоклави,*** Дис. за д.т.н., ЛТУ, София.

[3] Чудинов, Б. С. (1968), ***Теория тепловой обработки древесины***, Наука, Москва.

[4] Шубин, Г. С. (1990), ***Сушка и тепловая обработка древесины,*** Лесная промышленность, Москва.

[5] Dzurenda, L., N. Deliiski (2011), ***Matematický model pre stanovenie normatívu spotreby tepla na plastifikáciu preglejkárenských výrezov a priziem v bazénoch pre termickú úpravu dreva,*** Acta Facultatis Xilologie Zvolen, 53/2. 32-40.

[6] Trebula, P. I. Klement (2002), ***Drying and Hydrothermal Treatment of Wood,*** TU - Zvolen, Slovakia.

[7] http://www.gcflearnfree.org/excel2010.

Author: Nencho Stanev Deliiski, D.Sc., PhD, Prof. - Dept. of Mechanics and Automation of the Production, Faculty of Forest Industry, University of Forestry, E-mail address: *deliiski@netbg.com*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензен**т проф. дтн Емил Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

СИСТЕМА ЗА ОПТИМАЛНО УПРАВЛЕНИЕ НА СЪОТНОШЕНИЕ „ВЪЗДУХ-ГОРИВО”

Захари Каврошилов

Резюме: *В работата е извършен сравнителен анализ на реализирани нови схеми за оптимално управление на съотношение въздух-гориво спрямо традиционно прилагани за широк клас топлогенератори. Разработена е детайлна методика за синтез и оптимална настройка на контурите и разработените системи. Показана е ефективността на разработените схеми за управление и предимствата на методиката.*
Ключови думи: *управление на съотношение въздух-гориво, SIMC-PID настройка, управление на котли*

AIR-FUEL RATIO CONTROL SYSTEMS

Zachary Kavroshilov

Abstract.*The work is a comparative analysis of new schemes implemented for optimal management of fuel-air ratio to the traditionally applied to a broad class of heat generators. Developed a detailed methodology for synthesis and optimal loop tuning and systems developed. Has shown the effectiveness of the developed control schemes and advantages of the methodology.*
Key words:*ratio air-fuel control, SIMC-PID tuning, boiler control*

1.Въведение

За ефективното протичане на горивните процеси е необходимо да се създадат оптимални условия, свързани с непрекъснатото осигуряване на нужното количество въздух за съответното по вид и количество гориво.Това се постига чрез използването на непрекъснато модернизиращи се технологични апарати - горелки, горивни камери и др., притежаващи високи технически и технологични характеристики. Наред с това свързаните с тях системи за управление могат да оказват значително влияние по отношение цялостната ефективност на топлогенераторите . На практика горенето се осъществява с по-голямо от теоретичното количество въздух, известно с термина „излишък” и неговото управление е един от малкото начини за въздействие, с което могат да се постигнат и поддържат заложените проектни показатели на горивните инсталации. Когато то е по ниско от някаква оптимална стойност се наблюдава непълно изгаряне на горивото, което води, както до занижаване на к.п.д., така и до завишаване на емисиите на

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

CO. Обратно, когато съотношението има по-висока стойност се увеличават емисиите на NO_X. Едновременно с това се увеличават загубите на топлина с отвежданите към атмосферата димни газове, тоест к.п.д. и в този случай намалява. Възможни са и други негативни ефекти при нарушаване на оптималното съотношение, например възникване на пулсации на пламъка, вибрации на основни съоръжения и др.

Голямото разнообразие от стационарни горивни инсталации, използваните горива и тяхното предназначение определят и достатъчно широк клас от обекти, произвеждащи топлинна енергия (топлогенератори –парни и водогрейни котли). Разглеждат се процеси, които използват течни и (или) газообразни горива, а управлението се свежда до поддържане на разходите на двата потока в определено постоянно или управляемо съотношение φ(t).

Управляващите въздействия се реализират чрез [1]:

- дроселиране на флуида посредством изменение на съпротивлението на тръбопровода в резултат на преместване на регулиращия орган (шибър, вентил, клапа);
- изменение на разполагаемия напор с използване на регулируем източник на енергия (помпа, вентилатор, компресор);
- байпасиране и рециркулация с отделяне и връщане на излишък флуид.

Освен това се предполага, че:

- разходите и за двете технологични величини се измерват с корекции по температура и налягане или се оценяват достатъчно коректно и прецизно в реално време чрез подходящи процедури;
- са известни математическите описания в статика и динамика на обекта по двата канала, с отчитане на значимите влияния на съпътстващите ги съоръжения и технически средства за автоматизация;
- са реализуеми автономни контури за управление с използване на стандартни или модифицирани базови закони за управление с възможности за промяна на структура, параметри и режими в реално време;

Комбинацията от тези случаи води до разнообразие на варианти при различните агрегати, като това се отразява основно на инерционността по отделните технологични канали. Освен това инерционността значимо се променя в зависимост от местата на измерване, отдалечеността на регулиращите органи от горивните устройства, особеностите и състоянието на въздуховодите и др. Разглеждат се котлоагрегати с една горелка, тоест използва се един поток от въздух за горене. С известни допускания и допълнителни ограничения могат да се включат и многогорелковите котлоагрегати, при които основният въздушен поток се подава като общ на обособена зона от горивната камера и той се разпределя равномерно или пропорционално на разходите на гориво за съответните горелки.

2. Постановка

За така определеният клас обекти се прилагат различни по сложност и реализация типови схеми за управление на съотношение „въздух - гориво” котлоагрегатите без или с корекция по съдържание на O_2 в димни газове. анализирани в

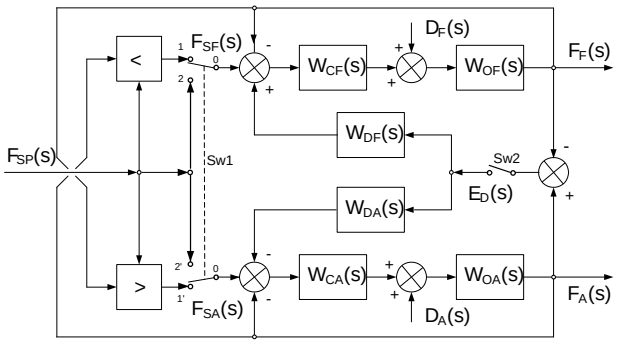
[2].Сред различните по сложност и предназначение използвани схеми особено ефективна е така наречената селекторна, при която се използва кръстосано ограничаващо управление (**C**ross **L**imited **C**ontrol - **CLC**) [3] или “Lead Lag”.При нея заданието за всеки от разходите се определя от натоварването F_{sp} или от стойността на алтернативния разход чрез включване в структурата на селектори за ниско и високо ниво („<”, „>”). Основните предимства се свеждат до:

1. В динамика се реализира съотношение „въздух – гориво”, по-високо от оптималната стойност. С това се гарантира пълното изгаряне на горивото и заедно с това влошаването на к.п.д. е значително по-малко в сравнение с работа при недостиг на въздух. Това е особено силно изразено при горивни инсталации, работещи на течни горива, където загубите около екстремума при $\varphi(t) < \varphi_{\text{опт}}(t)$ са значително по-големи от тези при $\varphi(t) > \varphi_{\text{опт}}(t)$ [1]. Също така този ефект е особено значим при високите и максимални натоварвания на агрегатите[3].

2. Смущенията по задание се „омекотяват”, което се отразява благоприятно на технологичните режими и работата на основните съоръжения.

Заедно с това са възможни съществени нарушения в излишъка на въздуха поради съществуващи разлики в динамичните свойства по двата основни канала на разходите. Отклонението на съотношението от оптималната му стойност може да бъде значително.

В [4,5,10] са предложени нови схеми за управление – селекторна с допълнителни обратни връзки (**S**elector with **A**dditional **F**eed **B**ack - **SAFB**) и компенсационна, без селекторни блокове –**AFB** които са анализирани и сравнени със споменатата **CLC**. Принципната схема на фиг.1. реализира освен споменатите и така наречената паралелна „**P**”[2]. Те се получават като варианти от състоянията на ключовете Sw1и SW2. Разсъгласуването $\boldsymbol{E_D}$ между



***Фиг.1**. Схема на системата за управление на съотношение “въздух - гориво”*

нормираните разходи служи за формиране на подходящи корекционни въздействия едновременно в двата основни контура за управление [5]. Целта е преходните процеси максимално да се доближат, като в идеалният случай траекториите трябва да съвпадат, което се свежда до допълнителното условие изменението на отклонението на динамичната грешка E_D да бъде тъждествено равно на нула при всички смущения по задание и смущения.

Добавените динамични звена при правилен подбор и настройка не влошават динамиката по двата канала и допустимите запаси на устойчивост.

3. Методика за синтез на предлаганите системи

Съществена част при реализирането на системите за управление на съотношение на разходи от споменатите схеми е оптималната настройка на двата контура, в случая на най-опростената паралелна **P** структура.

В [4,5] успешно е използван метода на оптималния модул. Този метод, а и други подобни, решават задачата за настройка на контурите поотделно, а не съвместно при което синтеза и настройка на системите е затруднителен, а резултатите се получават често след различни по брой итерации.

В работата се предлага комплексен метод на база разработените и утвърдени правила и решения на Scogestad -SIMC[6,7,8], които се оказват особено подходящи за ефективното решаване на задачите.

Процедурата се представя в следната последователност:

Стъпка 1. Идентификация на обекта по двата канала на разходите и понижаване реда на предавателните функции.

Стъпка 2. Определяне на параметрите на еталонния преходен процес.

Стъпка 3. Определяне на оптималните стойности на параметрите на основните регулатори.

Стъпка 4. Избор на динамични компенсатори и подбор на параметрите им.

3.1. Апроксимация на обекта за управление (стъпка 1)

Изходните математически модели по двата канала се представят обобщено в следния вид:

$$g_0(s) = \frac{\Pi_j(-T_{j0}^{inv}s+1)}{\Pi_i(\tau_{i0}s+1)} e^{-\theta_0 s}, \tag{1.1}$$

където всички параметри са положителни и времеконстантите са подредени във възходящ ред. За понижаване реда на модела (1.1) до модел от

$$g_1(s) = \frac{k}{\tau_1 s+1} e^{-\theta s} \tag{1.2}$$

първи ред (1.2) прилагаме „половин”-правилото, като „ефективното закъснение” $\boldsymbol{\theta}$ и времеконстантата $\boldsymbol{\tau_1}$ се определят с изразите

$$\tau_1 = \tau_{10} + \frac{\tau_{20}}{2}; \quad \theta = \theta_0 + \frac{\tau_{20}}{2} + \sum_{i\geq 3}\tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{inv} + \frac{h}{2}$$

За понижаване реда до модели от втори ред

$$g_2(s) = \frac{k}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)} e^{-\theta s} \tag{1.3}$$

се използват изразите

$$\tau_1 = \tau_{10}; \quad \tau_2 = \tau_{20} + \frac{\tau_{30}}{2}; \quad \theta = \theta_0 + \frac{\tau_{30}}{2} + \sum_{i\geq 4}\tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{inv} + \frac{h}{2},$$

където $\tau_{10} < \tau_{20} < \tau_{30} \ldots < \tau_{i0}$, а$h$ е периода на дискретизация при цифрова реализация на моделите.

Като резултат на това всеки от разглежданите разходи се представят с по една или по две предавателни функции от I-ви и II-ри, според редовете на изходните предавателни функции.

3.2. Определяне параметрите на еталонния преходен процес (стъпка 2)

Прилаганият метод за настройка се базира на използване на „желана" преходна функция с апериодичен характер, с модел

$$W_M(s) = \frac{K_M e^{-\theta s}}{\tau_c s+1}, \qquad (2.1)$$

а τ_c се явява желаната времеконстанта на затворената система и е единствен параметър за настройка. Коефициента K_Mсе определя еднозначно от съответните модели от I-ви ред, а закъснението $\boldsymbol{\theta}$ се лимитира от чистите закъснения $\boldsymbol{\theta_o}$ в изходните описания (1.1).

Споменатите параметри служат за пресмятане на коефициентите за настройка на използваните ПИ или ПИД закони. Основна е ролята при избора на времеконстантата τ_c, като за целта са направени обстойни изследвания и постигнатите резултати са оформени в конкретни препоръки. Времеконстантата τ_c характеризира динамиката на затворените контури и се определя в диапазона $\theta < \tau_c < \infty$, като малките стойности довеждат до бързи процеси, а по големите гарантират висока робастност. Обоснованите препоръки в детайлните изследвания за различните обекти и изисквания към системите, направени в [8], не изключват инженерният подбор на параметъра τ_c. По отношение на разглежданите обекти избора се подчинява на следните условия:

а) преходните процеси да са апериодични или с минимално пререгулиране;

б) скоростта на изменение на управляемите разходи се лимитира от тази на горивото

$$\left|\frac{dF_г}{dt}\right| \leq C_г. \qquad (2.2)$$

Характерът на преходните процеса се гарантира от избрания метод, а ограничението $C_г$ корелира със скоростите на изменение на отделяната топлинна енергия и интензивността на термични натоварвания на съоръженията и свързаните с това нежеланите ефекти. Това означава, че времеконстантата τ_c. би могла да се определи в съответствие с ограничение (2.2), като това може да се получи чрез използване на паспортно-технически и експертни данни, или да се извършат прецизни изследвания. От друга страна бързодействието, а оттам и изборът на τ_c, се ограничава от характеристиките на по-инерционния канал, обикновено това е разхода на въздух.

Съществената особеност при прилагане на този метод се явява и това, че желаният преходен модел (2.1) е един и същ за двата разхода, следователно времеконстантата τ_c се избира и като компромис с отчитане на близостта на желаните два преходни процеса. Това се улеснява от наслагването на преходните процеси на отворените контури, които използват редуцираните модели от от I-ви ред (1.1).

Съпоставянето на преходните процеси позволява да се уточни и стойността на транспортното закъснение $\boldsymbol{\theta}$. На този параметър се присвоява стойността на по-инерционния разход, тоест $\theta = max\{\theta_1, \theta_2\}$ при наличие на чисти закъснения θ_o в изходните модели (1.1). При отсъствие на такива закъснения, а това се среща при голям брой обекти от разглеждания клас, се допуска параметърът $\boldsymbol{\theta}$ да се подбере по целесъобразност като междинна стойност $\theta_1 < \theta < \theta_2$($\theta_1$- „ефективното закъснение" с по-малката стойност на единия от разходите).

3.3. Определяне на оптималните стойности на параметрите на основните регулатори (стъпка 3)

Настройката на контурите се извършва с използване на SIMC- PID-PI – правилата на Scogestad. В зависимост от реда на изходните и на редуцираните (ако се налагат редукции) предавателни функции, се пристъпва към аналитично определяне на параметрите за настройка на съответните регулатори, като за обекти от първи ред (1.2) използваният ПИ- регулатор изразите са:

$$k_c = \frac{1}{k}\frac{\tau_1}{(\tau_c+\theta)} \tag{3.1}$$

$$\tau_I = \min\{\tau_1, 4(\tau_c + \theta)\} \tag{3.2}$$

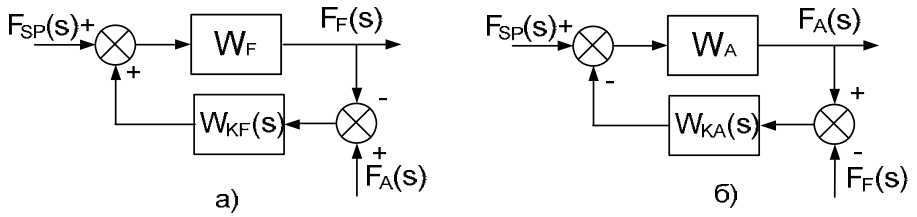
За обекти от втори ред (1.3) за ПИД- регулатора към горните изрази се използва израза:

$$\tau_D = \tau_2 \tag{3.3}$$

В горните зависимости параметрите k_c, τ_I и τ_D са съответно коефициент на пропорционалност, времеконстанта на интегриране и времеконстанта на диференциране и са валидни за „каскадна" форма на реализация на ПИ –ПИД закони. При необходимост от използване на „паралелна" форма се използват приведени в [6]. изрази за преход от едната форма към друга.

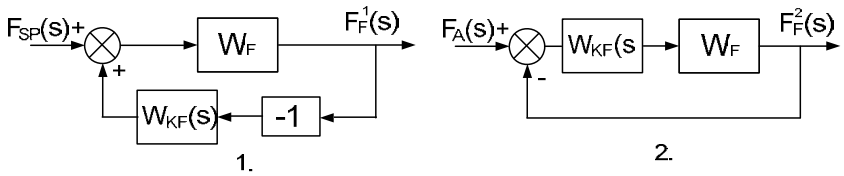
3.4. Избор на динамични компенсатори и подбор на параметрите им (стъпка 4)

Предложените и изследвани нови схеми **AFB** и **SAFB** включват в структурата си динамичните компенсатори $W_{KF}(s)$ и $W_{KA}(s)$, като за техният избор се разглежда структурата на компенсационната **AFB**. За целта схемата от фиг.1 се декомпозира на две идентични, представени на фиг.2.



Фиг.2. ***Еквивалентни структурни схеми с компенсиращи звена AFB за въздух - а) и гориво - б)***

W_{kF}, W_{kA} - коригиращи звена за съответните канали; $\boldsymbol{W_M}$ - желана предавателна функция (**ПФ**); **W_F и W_A**– ПФ на затворените системи съответно за гориво и въздух (с регулаторите). Следвайки [9] схема фиг.2.а се трансформира в следните:



Фиг.2. ***Еквивалентни структурни схеми с компенсиращи звена AFB канал гориво***

Използвайки принципа на суперпозицията относително двата входа - товара $F_{sp}(s)$–„1.“ и изхода на алтернативния канал $F_A(s)$ –„2.“ по отношение на изходната променлива $F_F(s)$, след редуващо се приравняване на нула на един от входовете, имаме:

$$F_F(s) = F_F^1(s) + F_F^2(s), \tag{4.1}$$

Знаците на постъпващите сигнали в суматорите в заместващите схеми се отчитат със звена от пропорционален тип $\pm\mathbf{1}$.

Съответните предавателни функции на затворените контури са:

$$\frac{F_F^1(s)}{F_{sp}(s)} = \frac{W_F}{1+W_{KF}W_F} \quad \text{и} \quad \frac{F_F^2(s)}{F_A(s)} = \frac{W_F W_{KF}}{1+W_{KF}W_F} \tag{4.2}$$

От (4.1) и (4.2) следва:

$$F_F(s) = \frac{W_F}{1+W_{KF}W_F} F_{sp}(s) + \frac{W_F W_{KF}}{1+W_{KF}W_F} F_A(s)$$

Аналогично за другия канал получаваме:

$$F_A(s) = \frac{W_A}{1+W_{KA}W_A} F_{sp}(s) + \frac{W_A W_{KA}}{1+W_{KA}W_A} F_F(s),$$

Чрез заместване в горните изрази получаваме изразите на еквивалентните предавателни функции на затворените контури с компенсаторите по задание:

$$\frac{F_F(s)}{F_{sp}(s)} = \frac{W_F + W_F W_A (W_{KF} + W_{KA})}{1 + W_F W_{KF} + W_A W_{KA}} \tag{4.3}$$

$$\frac{F_A(s)}{F_{sp}(s)} = \frac{W_A + W_F W_A (W_{KF} + W_{KA})}{1 + W_F W_{KF} + W_A W_{KA}} \tag{4.4}$$

Изразите (4.3) и (4.4) позволяват да се подберат компенсаторите, като за това е удобно да ги приравняваме към желаната предавателна функция $W_M(s)$ (2.1). В много от случаите компенсаторите са еднакви по тип и стойности на параметрите и за да бъдат контурите инвариантни по отношение на заданието от (4.3) и (4.4) следват изразите

$$W_{KF} = W_{KA} = W_K = -\frac{1}{2W_F}, \quad \text{или} \quad W_K = -\frac{1}{2W_A} \tag{4.5}$$

Обособяват се следните характерни случаи:

1. Изходните модели $g_0(s)$ по двата канала не съдържат чисти закъснения. В тези случаи компенсаторите се подбират с еднакви предавателни функции при следните препоръчителни правила:

1.1. При редове на предавателните функции $g_{0l}(s)$, съответно за двата канала n_A и n_F при изпълнение на условието

$$(n_A \geq 3) \text{ and } (n_F \geq 3)$$

се избират компенсатори от вида PD и които се реализират точно или приближено с използуване на избрания и за двата канала еталонен модел (2.1), а именно:

$$W_k(s) = 1/W_M(s) \cong k_p(T_d(s) + 1)/(T_f(s) + \mathbf{1})$$

където $T_f << T_d$, T_f– времеконстанта на филтъра .

1.2. Ако комбинациите от предавателни функции изпълняват условието

$$(n_A < 3) \text{ or } (n_F < 3),$$

то компенсаторите са пропорционални звена с достатъчно голям коефициент на усилване k_p.

2. При наличие на чисти закъснения в изходните модели, се препоръчва следното:

2.1. Прави се едностранна компенсация на контура, който е алтернативен на този с чистото закъснение или на този с по-голямата от двете стойности на закъсненията.

2.2. За стойност на $\boldsymbol{\theta}$ в израза за желаната предавателна функция (2.1) се присвоява стойността на чистото закъснение или на по-голямата стойност, ако и двата модела притежават такива.

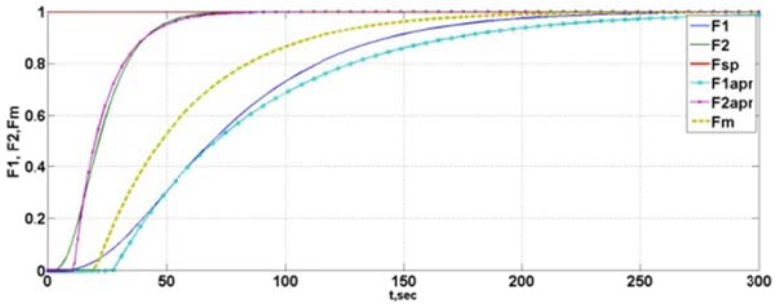
2.3. Препоръчва се да се прилага само схемата с компенсаторите **AFB,** тъй-като схемите от тип **SAFB** довеждат до твърде бавни преходни процеси.

За случаи извън разгледаните се използуват изразите (4.3) и (4.4) съвместно с (2.1), с отчитане на предавателните функции на затворените контури съответно

$$W_F = \frac{W_{CF}W_{OF}}{1+W_{CF}W_{OF}} \quad \text{и} \quad W_A = \frac{W_{CA}W_{OA}}{1+W_{CA}W_{OA}}$$

4. Резултати и заключение

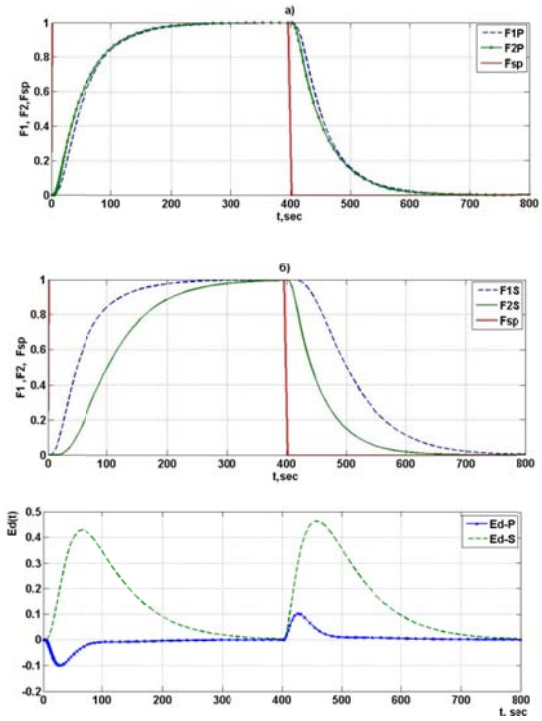
Предложената методика е използвана за синтезиране на схеми от разглежданите типове за обекти с комбинация от модели до 4-ти ред с параметри, базиращи се на реални приложения или отнасящи се до разглеждания клас топлогенератори. Потвърдена беше нейната ефективност, както и предимствата на разглежданите схеми. Графиките от фиг.3 показват

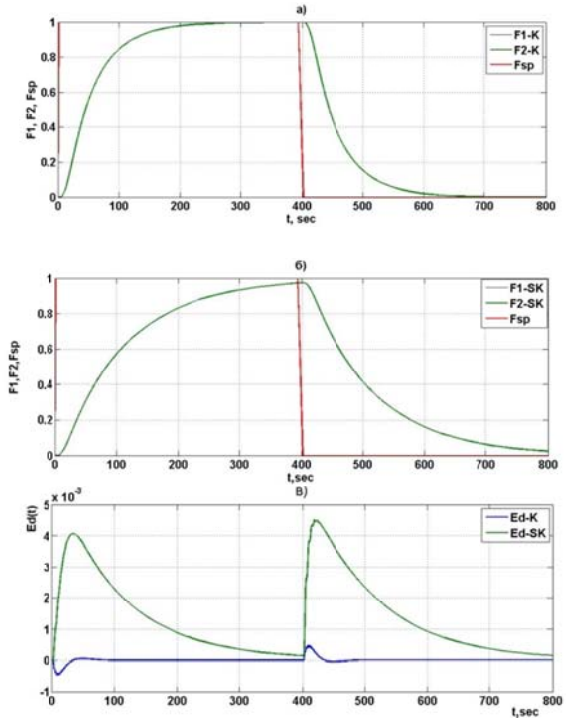


Фиг.3. ***Точни и апроксимирани ПХ на разходите и характеристика на желания процес Fm***

преходните характеристики (ПХ) на обекта по двата канала, построени по точните и апроксимирани към първи ред предавателни функции. Построеният ета-

лонен процес се построява след съпоставяне с апроксимираните характеристики определя параметрите $\boldsymbol{\theta}$ и τ_c, използвани в процедурите.
Характеристиките нагледно показват „доброто сближаване” по предложената настройка (фиг4.а) и значителните динамични отклонения между разходите за разпространената селекторна схема **CLC** (фиг4.б,в).





Фиг.4.*Преходни процеси при паралелна „Р”и селекторна”S” схеми и динамика на разсъгласуването E_d (ляво)*

Фиг.5.*Преходни процеси при компенсатори „К” и селекторна с компенсатори „SK” схеми и динамика на разсъгласуването E_d (дясно)*

На фиг.5 се илюстрират предимствата на предложените конкурентни схеми **AFB** и **SAFB**, при които динамичното отклонение практически отсъствува ($E_d < 5x10^{-3}$).
Разработените нови схеми за управление на съотношението въздух -гориво и предложената методика позволяват обоснованото им и практично прилагане в реални системи за управление. Синтезирането на новите схеми е съобразено и с реализация на безударни превключвания при преминаване от една структура към друга от конкурентен тип или при преминаване към иерархично променящи се по сложност режими.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хаджийски М. И др. *Проектиране на системи за управление на технологични обекти, ч.3., Типови схеми за регулиране на основни технологични параметри*,Техника, София, 1984, 197 стр.

2. S.G.Dukelow, B.G.Liptak, X.Cheng**,** *Boiler Control and Optimization, Process Control and Optimization*, Volume II, 2006,pp.1572-1631.

3. Левин Б. К.,*Регулирование парокотельных установок пищевых предприятий*, Москва Агропромиздат, 1987г.

4. З. Каврошилов, Ал. Вучев. *Ефективност при управление на съотношение "Гориво-Въздух"*. Научна конференция с международно участие "Хранителна наука, техника и технологии – 2004", УХТ – Пловдив, 27–29.10.2004 г, Научни трудове, т.LI, св. 4, 203-208 стр.

5. Ал. Вучев, З. Каврошилов**.** *Подобряване на динамични показатели при управление на съотношение на разходи и флуиди*. Научна конференция с международно участие "Хранителна наука, техника и технологии – 2004", УХТ – Пловдив, 27–29.10.2004 г, Научни трудове, т.LI, св. 4, 209-214 стр.

6. Sigurd Skogestadand, ChrissGrimholt, *"The SIMC Method for Smooth PID Controller Tuning*", Chapter 5 in: R. Vilanova, A. Visioli (eds.), PID Control in theThird Millennium, Advances in Industrial Control, DOI 10.1007/978-1-4471-2425-2_5, Springer-VerlagLondon Limited 2012.

7. Sigurd Skogestad, *Probably the best simple PID tuning rules in the world*, Presented at AIChE Annual meeting, Reno, NV, USA, 04-09 Nov. 2001, Paper no. 276h.

8. Sigurd Skogestad , *Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning*, Journal of Process Control 13 (2003) ,pp 291–309

9. Roland S. Burns, *Advanced Control Engineering, Butterworth-Heinemann*, 2001, pp.464

10. З. Каврошилов, *Ефективно управление на горивни процеси, прилагани в хранително вкусовата промишленост*, Хранително-вкусова промишленост, Година LV, София, брой 8, 2006, стр.14-19.

Автор: Захари Каврошилов, гл. ас. д-р, катедра „Системи за управление", Технически университет София, филиал Пловдив, E-mail address: *protexpd@yahoo.com*

Постъпила на 25.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПРОСТИ ПОДПОЛУПРЪСТЕНИ НА ПОЛУПРЪСТЕНА ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$

Иван Трендафилов

Резюме: *Изследваме полупръстена от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка с пет елемента. Целта на тази статия е да покаже как да се строят примери на прости полупръстени.*

Ключови думи: *полупръстен от ендоморфизми, полупръстен от ендоморфизми на крайна полурешетка, прост полупръстен.*

SIMPLE SUBSEMIRINGS OF THE ENDOMORPHISM SEMIRING $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$

Ivan Trendafilov

Abstract: *We study the endomorphism semiring with zero of a finite semilattice with five elements. The aim of this paper is to show how to construct examples of simple semirings.*

Keywords: *endomorphism semiring, endomorphism semiring of a finite semilattice, simple semiring.*

1 Introduction and preliminaries

As the terminology for semirings is not completely standardized, we say what our conventions are.

An algebra $R = (R, +, .)$ with two binary operations $+$ and $\cdot$ on R, is called ***semiring*** if • $(R, +)$ is a commutative semigroup, • $(R, \cdot)$ is semigroup, • both distributive laws hold $x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$ and $(x + y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z$ for any $x, y, z \in R$.

Facts concerning semirings can be found in [1].

Let $R = (R, +, .)$ be a semiring. If a neutral element 0 of the semigroup $(R, +)$ exists and $0x = 0$, or $x0 = 0$ it is called a ***left*** or a ***right zero***, respectively, for all $x \in R$. If $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$ for all $x \in R$, then it is called ***zero***. An element e of a semigroup $(R, \cdot)$ is called a ***left (right) identity*** provided that $ex = x$, or $xe = x$, respectively, for all $x \in R$. If a neutral element 1 of the semigroup $(R, \cdot)$ exists, it is called ***identity***.

An element a of a semiring R is called ***additively (multiplicatively) absorbing element*** if and only if $a + x = a$ $(a \cdot x = x \cdot a = a)$ for any $x \in R$. An

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

element a of a semiring R is called ***additively (multiplicatively) idempotent*** if $a + a = a \quad (a \cdot a = a)$. A semiring R is called ***additively idempotent*** if each of its elements is additively idempotent. Nilpotent elements in a semiring with zero are defined in a similar way as in the ring theory.

Let R be a semiring. A non-empty subset I of R is an ***ideal*** of R if $RI \subseteq I$, $IR \subseteq I$ and $I + I \subseteq I$. The semiring R is called ***simple (ideal–simple)*** if $I = R$ for every ideal I of R containing at least two elements.

Facts concerning semilattices can be found in [2]. For a semilattice $\mathcal{M}$ the set $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$ of the endomorphisms of $\mathcal{M}$ is a semiring called the ***endomorphism semiring***. For simple semirings and simple endomorphism semirings see [3], [4], [5], [6], [7].

2 The endomorphism semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$. Reduced subsemirings

Let "Kite with shortest tail" $(\mathcal{KST})$ is a five–element join–semilattice (fig.1).

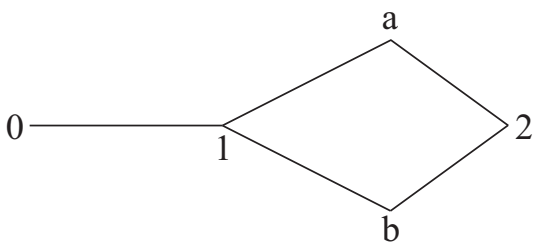


Figure 1.

This semilattice has the following $\vee$ table:

$\vee$	0	1	a	b	2
0	0	1	a	b	2
1	1	1	a	b	2
a	a	a	a	2	2
b	b	b	2	b	2
2	2	2	2	2	2

. The endomorphism semiring of all endomorphisms of $\vee$ – semilattice $\mathcal{KST}$ having 0 as a fixed point is denoted by $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.

Let the images of the elements $1, a, b$ and 2 under the endomorphism α be the elements $\alpha(1), \alpha(a), \alpha(b), \alpha(2) \in \mathcal{KST}$. Then α can be represented by ordered quadruple $\wr\, \alpha(1), \alpha(a), \alpha(b), \alpha(2)\, \wr$. So, the semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ is additively idempotent with zero element $\wr\, 0, 0, 0, 0\, \wr$ and identity $\wr\, 1, a, b, 2\, \wr$.

Proposition 2.1 *Let $\alpha \in \mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.*

a. The map α is isotone.

b. There are two endomorphisms α such that $\alpha(a) = a$ and $\alpha(b) = b$.

c. There are two endomorphisms α such that $\alpha(a) = b$ and $\alpha(b) = a$.

d. For any α different from the endomorphisms satisfying b. and c. follows either $\alpha(a) = \alpha(2)$, or $\alpha(b) = \alpha(2)$.

Proof. a. See p. 30 in [3].

b. Obviously, $\alpha(2) = 2$. Since α is an isotone map follows that either $\alpha(1) = 0$,

or $\alpha(1) = 1$. So, there are two endomorphisms: $\alpha_1 = \wr 0, a, b, 2 \wr$ and $\alpha_2 = \mathbf{i} = \wr 1, a, b, 2 \wr$.

c. Similarly, it follows that there are two endomorphisms: $\alpha_1 = \wr 0, b, a, 2 \wr$ and $\alpha_2 = \wr 1, b, a, 2 \wr$.

d. Let $\alpha(a) = a$. If $\alpha(b) = 2$, then $\alpha(2) = \alpha(b)$. If $\alpha(b) < b$, then $\alpha(2) = \alpha(a \vee b) = a \vee \alpha(b) = a = \alpha(a)$. By a similar way we consider the cases when $\alpha(a) = b$, $\alpha(b) = a$, $\alpha(b) = b$, $\alpha(a) = 2$ and $\alpha(b) = 2$.

Let $M \subseteq \{0, 1, a, b, 2\}$. Let R be a subset of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ consisting of all endomorphisms α such that $\mathrm{Im}(\alpha) \subseteq M$. Then $\alpha, \beta \in R$ easy implies that $\alpha + \beta \in R$ and $\alpha \cdot \beta \in R$. Hence, R is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$. When the set M has k elements, $k = 2, 3, 4$ the semiring R is called k–***reduced semiring***. Immediately, from Proposition 2.1 follows

Corollary 2.2 *All k–reduced semirings, $k = 2, 3, 4$, are right ideals of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.*

3 2–reduced semirings

There are nine 2-reduced semirings. We denote them by:

$$ReS\{0,1\}, ReS\{0,a\}, ReS\{0,b\}, ReS\{0,2\},$$

$$ReS\{1,a\}, ReS\{1,b\}, ReS\{1,2\}, ReS\{a,2\}, ReS\{b,2\}.$$

Note that elements a and b has symmetric positions in the semilattice $\mathcal{KST}$. Hence, they occurs symmetrically in the endomorphisms of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ represented by ordered quadruples. So, it follows that semirings $ReS\{0,a\}$ and $ReS\{0,b\}$ are isomorphic, semirings $ReS\{1,a\}$ and $ReS\{1,b\}$ are also isomorphic and finally semirings $ReS\{a,2\}$ and $ReS\{b,2\}$ are isomorphic.

1. Elements of the semiring $ReS\{0,1\}$ are $\wr 0000 \wr$, $\wr 0011 \wr$, $\wr 0101 \wr$, $\wr 0111 \wr$ and $\wr 1111 \wr$. It is easy to see that first four elements are right zeroes and $\wr 1111 \wr$ is a right identity of $ReS\{0,1\}$. So, the set $I = \{\wr 0000 \wr, \wr 0011 \wr, \wr 0101 \wr, \wr 0111 \wr\}$ is an ideal of $ReS\{0,1\}$ and this semiring is not simple.

2. Elements of the semiring $ReS\{0,a\}$ are $\wr 0000 \wr$, $\wr 00aa \wr$, $\wr 0a0a \wr$, $\wr 0aaa \wr$ and $\wr aaaa \wr$. Here the first two elements are right zeroes and the last three elements are right identities. So, the set $I = \{\wr 0000 \wr, \wr 00aa \wr\}$ is an ideal of $ReS\{0,a\}$ and this semiring is not simple. The same is true for the isomorphic semiring $ReS\{0,b\}$.

3. The addition and multiplication tables of the semiring $ReS\{0,2\}$ are

$+$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$

,

$+$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$
$\wr 0022 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$
$\wr 0202 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$
$\wr 0222 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$
$\wr 2222 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$

.

Since all nonzero endomorphisms are right identities follows that this semiring is simple.

4. Elements of the semiring $ReS\{1,a\}$ are $\wr 1111\wr$, $\wr 11aa\wr$, $\wr 1a1a\wr$, $\wr 1aaa\wr$ and $\wr aaaa\wr$. Since $\wr 1111\wr$ and $\wr aaaa\wr$ are right zeroes and $\wr 1111\wr \cdot\alpha = \wr 1111\wr$ for any $\alpha \in ReS\{1,a\}$, $\alpha \wr aaaa\wr$ and also $\wr aaaa\wr \cdot\alpha = \wr 1111\wr$ or $\wr aaaa\wr \cdot\alpha = \wr aaaa\wr$ for any $\alpha \in ReS\{1,a\}$, it follows that $I = \{\wr 1111\wr, \wr aaaa\wr\}$ is an ideal of $ReS\{1,a\}$ and this semiring is not simple. Then the isomorphic semiring $ReS\{1,b\}$ also is not simple.

5. By similar reasonings as in the previous case we find that $I = \{\wr 1111\wr, \wr 2222\wr\}$ is an ideal of $ReS\{1,2\}$, so, this semiring is not simple.

6. Elements of the semiring $ReS\{a,2\}$ are $\wr aaaa\wr$, $\wr aa22\wr$, $\wr a2a2\wr$, $\wr a222\wr$ and $\wr 2222\wr$. As in the case 1 four elements are right zeroes and $\wr aa22\wr$ is a right identity of $ReS\{a,2\}$. Hence, the set $I = \{\wr aaaa\wr, \wr a2a2\wr, \wr a222\wr, \wr 2222\wr\}$ is an ideal of $ReS\{a,2\}$ and this semiring is not simple. Then the isomorphic semiring $ReS\{b,2\}$ also is not simple. So, we prove

Proposition 3.1 *The semiring $ReS\{0,2\}$ is the unique simple 2–reduced subsemiring of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.*

4 3–reduced semirings. Semiring $ReS\{0,1,a\}$

It follows, from Proposition 2.1, that there are seven 3–reduced subsemirings of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$. We denote them by:

$$ReS\{0,1,a\},\ ReS\{0,1,b\},\ ReS\{0,1,2\},\ ReS\{0,a,2\},$$

$$ReS\{0,b,2\},\ ReS\{1,a,2\},\ ReS\{1,b,2\}.$$

Let us note that every 3–reduced semiring contains three 2–reduced subsemirings and they are right ideals in this semiring.

By the same arguments as in the previous section we observe that semirings $ReS\{0,1,a\}$ and $ReS\{0,1,b\}$ are isomorphic, and also $ReS\{0,a,2\}$ and $ReS\{0,b,2\}$ are isomorphic semirings, and at last $ReS\{1,a,2\}$ and $ReS\{1,b,2\}$ are isomorphic semirings.

Since all of the sets $\{0,1,a\}$, $\{0,1,b\}$, $\{0,1,2\}$, $\{0,a,2\}$, $\{0,b,2\}$, $\{1,a,2\}$ and $\{1,b,2\}$ are three-element chains it follows that all additive semigroups of 3–reduced semirings, considered above, are isomorphic. So, in the next sections, we shall construct only the multiplication tables of some of these semirings which are simple and non isomorphic.

Elements of the semiring $ReS\{0,1,a\}$ are the endomorphisms: $\wr 0000\wr$, $\wr 0011\wr$, $\wr 0101\wr$, $\wr 0111\wr$, $\wr 00aa\wr$, $\wr 0a0a\wr$, $\wr 0aaa\wr$, $\wr 01aa\wr$, $\wr 0a1a\wr$, $\wr 1111\wr$, $\wr 11aa\wr$, $\wr 1a1a\wr$, $\wr 1aaa\wr$, $\wr aaaa\wr$. The endomorphisms $\wr 1a1a\wr$ and $\wr 1aaa\wr$ has all elements 0, 1 and a as fixed points, so, they are idempotents and moreover they are right identities

of the semiring $ReS\{0,1,a\}$. Since $\wr 1a1a\wr \cdot \wr 0011\wr = \wr 1aaa\wr \cdot \wr 0011\wr = \wr 0000\wr$, it follows that these right identities are not left identities.

Proposition 4.1 *The set* $I = \{\wr 0000\wr, \wr 0011\wr, \wr 00aa\wr\}$ *is an ideal of the semiring* $ReS\{0,1,a\}$.

Proof. It is easy to see that I is closed under the addition. For any $\alpha \in ReS\{0,1,a\}$ it follows that $\alpha \cdot \wr 0011\wr = \wr 0000\wr$ and $\alpha \cdot \wr 00aa\wr = \wr 0000\wr$, so, these endomorphisms are right zeroes. Since the images $\alpha(1)$ and $\alpha(a)$ are equal to 0, 1 and a, it follows that all the products $\wr 0011\wr \cdot \alpha$ and $\wr 00aa\wr \cdot \alpha$ are equal to one of the endomorphisms $\wr 0000\wr$, $\wr 0011\wr$ and $\wr 00aa\wr$. Hence, I is an ideal of the semiring $ReS\{0,1,a\}$.

Consequently the semiring $ReS\{0,1,a\}$ is not simple and the isomorphic semiring $ReS\{0,1,b\}$ also is not simple.

5 Semiring $ReS\{0,1,2\}$

Now we construct the multiplication table of this semiring (partitioned in two tables):

$\cdot$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0122\wr$
$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 0011\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 0101\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 0111\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 0022\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0202\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0122\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0212\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0222\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 1111\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 1122\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 1212\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 1222\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 2222\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$

$\cdot$	$\wr 0212\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1122\wr$	$\wr 1212\wr$	$\wr 1222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 0011\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0101\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0111\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0011\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0101\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0122\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0122\wr$	$\wr 0122\wr$	$\wr 0122\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 0212\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0212\wr$	$\wr 0212\wr$	$\wr 0212\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0111\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 1111\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 1122\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1122\wr$	$\wr 1122\wr$	$\wr 1122\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 1212\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1212\wr$	$\wr 1212\wr$	$\wr 1212\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 1222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 1222\wr$	$\wr 1222\wr$	$\wr 1222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 1111\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$

Note here that three endomorphisms: $\wr 1122 \wr$, $\wr 1212 \wr$ and $\wr 1222 \wr$ has all elements 0, 1 and 2 as fixed points, so, they are idempotents and moreover they are right identities of the semiring $ReS\{0,1,2\}$. From the multiplication table it follows that these right identities are not left identities.

It is easy to see that the set $I = \{\wr 0000 \wr, \wr 0011 \wr, \wr 0101 \wr, \wr 0111 \wr, \wr 1111 \wr\}$ is a right ideal of semiring $ReS\{0,1,2\}$ but not a left ideal.

Proposition 5.1 *The semiring $ReS\{0,1,2\}$ is simple.*

Proof. Let I be an ideal of semiring $ReS\{0,1,2\}$. Since $\wr 0000 \wr$ is a zero of this semiring, we may suppose that $\wr 0000 \wr \in I$. Let us consider the following cases:

Case 1. Let us assume that $\wr 0011 \wr \in I$. Then $\wr 0022 \wr = \wr 0011 \wr \cdot \wr 2222 \wr \in I$ and $\wr 1111 \wr = \wr 2222 \wr \cdot \wr 0011 \wr \in I$. Thus $\wr 1111 \wr + \wr 0022 \wr = \wr 1122 \wr \in I$ but this endomorphism ia a right identity. Hence, $I = ReS\{0,1,2\}$.

Case 2. If $\wr 0022 \wr \in I$ or $\wr 0101 \wr \in I$ from $\wr 0022 \wr \cdot \wr 0101 \wr = \wr 0011 \wr$ follows that $\wr 0011 \wr \in I$.

Case 3. If $\wr 0122 \wr \in I$ or $\wr 0111 \wr \in I$ from $\wr 0122 \wr \cdot \wr 0111 \wr = \wr 0011 \wr$ follows that $\wr 0011 \wr \in I$.

Case 4. If $\wr 0202 \wr \in I$ or $\wr 0212 \wr \in I$ from $\wr 0202 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 0212 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 0101 \wr$ follows that $\wr 0101 \wr \in I$.

Case 5. If $\wr 0222 \wr \in I$ from $\wr 0222 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 0111 \wr$ follows that $\wr 0111 \wr \in I$.

Case 6. If $\wr 1111 \wr \in I$ from $\wr 0011 \wr \cdot \wr 1111 \wr = \wr 0011 \wr$ follows that $\wr 0011 \wr \in I$.

Case 7. If $\wr 2222 \wr \in I$ from $\wr 2222 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 1111 \wr$ follows that $\wr 1111 \wr \in I$.

Thus, we show that all nonzero elements of $ReS\{0,1,2\}$, different from right identities, don't belong to I. Hence, $ReS\{0,1,2\}$ is a simple semiring.

6 Semiring $ReS\{0,a,2\}$

Since the addition table of this semiring is similar to addition table of $ReS\{0,1,2\}$, we construct only the multiplication table of $ReS\{0,a,2\}$.

$\cdot$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0a22 \wr$
$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$
$\wr 00aa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 00aa \wr$
$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0a0a \wr$
$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0aaa \wr$
$\wr 0022 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0022 \wr$
$\wr 0202 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0202 \wr$
$\wr 0a22 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0a22 \wr$
$\wr 02a2 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 02a2 \wr$
$\wr 0222 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0222 \wr$
$\wr aaaa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr aaaa \wr$
$\wr aa22 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 0022 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr aa22 \wr$
$\wr a2a2 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 0202 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr a2a2 \wr$
$\wr a222 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr a222 \wr$
$\wr 2222 \wr$	$\wr 0000 \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$	$\wr 2222 \wr$

$\cdot$	$\wr 02a2\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr aa22\wr$	$\wr a2a2\wr$	$\wr a222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$	$\wr 0000\wr$
$\wr 00aa\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 00aa\wr$	$\wr 00aa\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0a0a\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0a0a\wr$	$\wr 0a0a\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0aaa\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0aaa\wr$	$\wr 0aaa\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 00aa\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0022\wr$
$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0a0a\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$	$\wr 0202\wr$
$\wr 0a22\wr$	$\wr 0022\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0aaa\wr$	$\wr 0a22\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 02a2\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0aaa\wr$	$\wr 02a2\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0aaa\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$	$\wr 0222\wr$
$\wr aaaa\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr aa22\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr aa22\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr a2a2\wr$	$\wr 2202\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr a2a2\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr a222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$
$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr aaaa\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$	$\wr 2222\wr$

Here the elements 0, a and 2 are fixed points of the endomorphisms $\wr 0a22\wr$ and $\wr aa22\wr$, so, they are right identities of $ReS\{0, a, 2\}$. Since $\wr 0a22\wr \cdot \wr 0aoa\wr = \wr 0aaa\wr$ and $\wr aa22\wr \cdot \wr 0aoa\wr = \wr aaaa\wr$ it follows that these right identities are not left identities.

Proposition 6.1 *The semiring $ReS\{0, a, 2\}$ is simple.*

Proof. Let I be an ideal of semiring $ReS\{0, a, 2\}$. Since $\wr 0000\wr$ is a zero of this semiring, we may suppose that $\wr 0000\wr \in I$. Let us consider the following cases:

Case 1. Let us assume that $\wr 00aa\wr \in I$. Then $\wr 0022\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 2222\wr \in I$ and $\wr aaaa\wr = \wr 2222\wr \cdot \wr 00aa\wr \in I$. Thus $\wr aaaa\wr + \wr 0022\wr = \wr aa22\wr \in I$ but this endomorphism ia a right identity. Hence, $I = ReS\{0, a, 2\}$.

Case 2. Since $\wr 00aa\wr \cdot \wr 0a0a\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 0aaa\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr aaaa\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 0a22\wr = \wr 0022\wr \cdot \wr 00aa\wr = \wr 00aa\wr$, it follows that if $\wr 0a0a\wr \in I$, or $\wr 0aaa\wr \in I$, or $\wr aaaa\wr \in I$, or $\wr 0a22\wr \in I$, or $\wr 0022\wr \in I$, then $\wr 00aa\wr \in I$.

Case 3. Since $\wr 00aa\wr \cdot \wr 0202\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 0222\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 02a2\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr a2a2\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr a222\wr = \wr 00aa\wr \cdot \wr 2222\wr = \wr 0022\wr$, it follows that if $\wr 0202\wr \in I$, or $\wr 0222\wr \in I$, or $\wr 02a2\wr \in I$, or $\wr a2a2\wr \in I$, or $\wr 2222\wr \in I$, then $\wr 0022\wr \in I$.

Thus, we show that all nonzero elements of semiring $ReS\{0, a, 2\}$, which are different from right identities, don't belong to I. Hence, $ReS\{0, a, 2\}$ is a simple semiring.

From the last proposition follows that the isomorphic semiring $ReS\{0, b, 2\}$ is also simple. Since the number of right identities in the semirings $ReS\{0, 1, 2\}$ and $ReS\{0, a, 2\}$ are different, it follows

Corollary 6.2 *The simple semirings $ReS\{0, 1, 2\}$ and $ReS\{0, a, 2\}$ are non isomorphic.*

7 Semiring $ReS\{1, a, 2\}$

It is easy to see that endomorphisms $\wr 1111 \wr$, $\wr aaaa \wr$ and $\wr 2222 \wr$ are right identities of semiring $ReS\{1, a, 2\}$. But for any $\alpha \in ReS\{1, a, 2\}$ since $\alpha(1) = 1$, or $\alpha(1) = a$, or $\alpha(1) = 2$ follows $\wr 1111 \wr \cdot \alpha = \wr 1111 \wr$, or respectively $\wr 1111 \wr \cdot \alpha = \wr aaaa \wr$, $\wr 1111 \wr \cdot \alpha = \wr 2222 \wr$. Such is valid for endomorphisms $\wr aaaa \wr$ and $\wr 2222 \wr$.

Thus, we prove

Proposition 7.1 *The set* $I = \{\wr 1111 \wr, \wr aaaa \wr, \wr 2222 \wr\}$ *is an ideal of the semiring* $ReS\{1, a, 2\}$.

Consequently the semiring $ReS\{1, a, 2\}$ is not simple and the isomorphic semiring $ReS\{1, b, 2\}$ also is not simple.

In conclusion there are two non isomorphic 3–reduced subsemirings of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$: $ReS\{0, 1, 2\}$ and $ReS\{0, a, 2\}$.

8 4–reduced semirings

There are two 4–reduced subsemirings of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ and they are $ReS\{0, 1, a, 2\}$ and $ReS\{0, 1, b, 2\}$, which are isomorphic.

Let us note that every 4–reduced semiring contains four 3–reduced subsemirings and six 2–reduced subsemirings and they all are right ideals in this semiring.

Proposition 8.1 *The semiring* $ReS\{0, 1, a, 2\}$ *is simple.*

Proof. Let I be an ideal of semiring $ReS\{0, 1, a, 2\}$. Since $\wr 0000 \wr$ is a zero of this semiring, we may suppose that $\wr 0000 \wr \in I$. We consider the following cases:

Case 1. Let us assume that $\wr 0011 \wr \in I$. Then $\wr 00aa \wr = \wr 0011 \wr \cdot \wr aaaa \wr \in I$ implies $\wr 0aaa \wr = \wr 0222 \wr \cdot \wr 00aa \wr \in I$. Moreover $\wr 1111 \wr = \wr 2222 \wr \cdot \wr 0011 \wr \in I$ and $\wr 0022 \wr = \wr 0011 \wr \cdot \wr 2222 \wr \in I$. Hence $\wr 1a22 \wr = \wr 1111 \wr + \wr 0aaa \wr + \wr 0022 \wr \in I$. But the endomorphism $\wr 1a22 \wr$ is a right identity. Hence, $I = ReS\{0, 1, a, 2\}$.

Case 2. Let $\alpha \in ReS\{0, 1, a, 2\}$ and $\alpha(a) = 1$. Then $\wr 00aa \wr \cdot \alpha = \wr 0011 \wr$. So, if one of the endomorphisms

$$\wr 00aa \wr, \wr 0101 \wr, \wr 0111 \wr, \wr 01aa \wr, \wr 0122 \wr, \wr 1111 \wr, \wr 11aa \wr, \text{ and } \wr 1122 \wr$$

belongs to I, then $\wr 0011 \wr \in I$.

Case 3. Let $\alpha \in ReS\{0, 1, a, 2\}$ and $\alpha(a) = a$. Then $\wr 00aa \wr \cdot \alpha = \wr 00aa \wr$. So, if one of the endomorphisms

$$\wr 0a0a \wr, \wr 0a1a \wr, \wr 0aaa \wr, \wr 0a22 \wr, \wr 1a1a \wr, \wr 1aaa \wr, \wr aaaa \wr, \text{ and } \wr aa22 \wr$$

belongs to I, then $\wr 00aa \wr \in I$.

Case 4. If $\wr 0022 \wr \in I$, then $\wr 0022 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 0011 \wr \in I$.

Case 5. Let $\alpha \in ReS\{0,1,a,2\}$ and $\alpha(2) = 2$. Then $\wr 0022 \wr \cdot \alpha = \wr 0022 \wr$. So, if one of the endomorphisms

$$\wr 0202 \wr, \wr 0212 \wr, \wr 02a2 \wr, \wr 0222 \wr, \wr 1212 \wr, \wr 12a2 \wr, \wr 1222 \wr, \wr a2a2 \wr, \wr a222 \wr, \text{ and } \wr 2222 \wr$$

belongs to I, then $\wr 0022 \wr \in I$.

Thus, we prove that for any nonzero element $\alpha \in ReS\{0,1,a,2\}$ follows $\alpha \notin I$. Hence $ReS\{0,1,a,2\}$ is a simple semiring.

9 Simplicity of the semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$

We can list all the 50 endomorphisms of semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$:

$\wr 0000 \wr$	$\wr 0212 \wr$	$\wr 00aa \wr$	$\wr 1a1a \wr$	$\wr 00bb \wr$	$\wr 1b1b \wr$	$\wr 0ab2 \wr$
$\wr 0011 \wr$	$\wr 0222 \wr$	$\wr 0a0a \wr$	$\wr 1aaa \wr$	$\wr 0b0b \wr$	$\wr 1bbb \wr$	$\wr 0ba2 \wr$
$\wr 0101 \wr$	$\wr 1111 \wr$	$\wr 01aa \wr$	$\wr 1a22 \wr$	$\wr 01bb \wr$	$\wr 1b22 \wr$	$\wr 1ab2 \wr$
$\wr 0111 \wr$	$\wr 1122 \wr$	$\wr 0a1a \wr$	$\wr 12a2 \wr$	$\wr 0b1b \wr$	$\wr 12b2 \wr$	$\wr 1ba2 \wr$
$\wr 0022 \wr$	$\wr 1212 \wr$	$\wr 0aaa \wr$	$\wr aaaa \wr$	$\wr 0bbb \wr$	$\wr bbbb \wr$	
$\wr 0202 \wr$	$\wr 1222 \wr$	$\wr 0a22 \wr$	$\wr aa22 \wr$	$\wr 0b22 \wr$	$\wr bb22 \wr$	
$\wr 0122 \wr$	$\wr 2212 \wr$	$\wr 02a2 \wr$	$\wr a2a2 \wr$	$\wr 02b2 \wr$	$\wr b2b2 \wr$	
		$\wr 11aa \wr$	$\wr a222 \wr$	$\wr 11bb \wr$	$\wr b222 \wr$	

Theorem 9.1 *The semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ is simple.*

Proof. Let I be an ideal of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$. Since $\wr 0000 \wr$ is a zero of this semiring, we may suppose that $\wr 0000 \wr \in I$. Now consider the following cases:

Case 1. Let us assume that $\wr 0011 \wr \in I$. Then $\wr 1111 \wr = \wr 2222 \wr \cdot \wr 0011 \wr \in I$ and $\wr 0101 \wr = \wr 0202 \wr \cdot \wr 0011 \wr \in I$. Then $\wr 0a0a \wr = \wr 0101 \wr \cdot \wr aaaa \wr \in I$. Moreover $\wr 00bb \wr = \wr 0011 \wr \cdot \wr bbbb \wr \in I$. Hence, the identity $\wr 1ab2 \wr = \wr 1111 \wr + \wr 0a0a \wr + \wr 00bb \wr \in I$ and $I = \mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.

Case 2. From the proof of Proposition 8.1 follows that $\alpha \in I$, where $\alpha \in ReS\{0,1,a,2\}$ and $\alpha \neq \wr 0000 \wr$, implies $\wr 0011 \wr \in I$.

Case 3. Since the semiring $ReS\{0,1,b,2\}$ is also simple follows that $\beta \in ReS\{0,1,b,2\}$, $\beta \neq \wr 0000 \wr$ and $\beta \in I$ again imply $I = \mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$.

Thus, we prove that if I is a proper ideal of $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$, then I and $ReS\{0,1,a,2\} \cup ReS\{0,1,b,2\}$ are disjoint.

Case 4. Let us assume that $\wr 1ba2 \wr \in I$. Then $\mathbf{i} = \wr 1ab2 \wr = (\wr 1ba2 \wr)^2 \in I$.

Case 5. Let us assume that $\wr 0ab2 \wr \in I$. Then $\wr 0ab2 \wr \cdot \wr 0011 \wr = \wr 0011 \wr \in I$. If $\wr 0ba2 \wr \in I$, then $\wr 0ab2 \wr = (\wr 0ba2 \wr)^2 \in I$

Hence, the semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ is simple.

10 Conclusion

In the paper we study the arithmetic of semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{KST}}$ and prove that the following semirings (fig. 2)

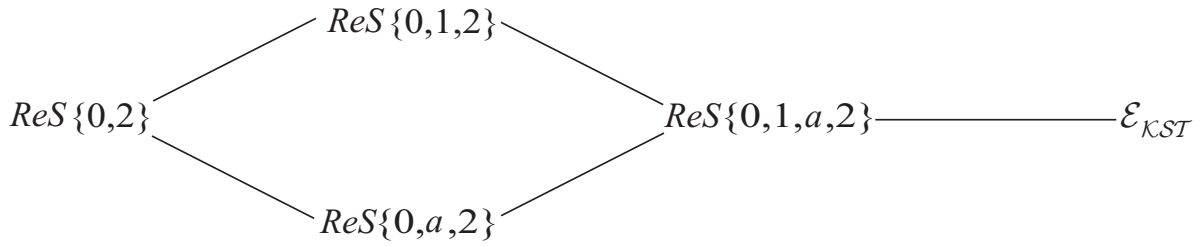


Figure 2.

are simple.

References

[1] Golan J. (1999), ***Semirings and Their Applications***, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[2] Gratzer G. (2011), ***Lattice Theory: Foundation***, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[3] Kendziorra A., Zumbrägel J. (2011), ***Finite simple additively idempotent semirings***. arXiv:1201.0272v1 [math.RA] 31 Dec 2011

[4] Monico C. (2004), ***On finite congruence-simple semirings***, J. Algebra 271 (2004) 846 – 854.

[5] Trendafilov I., Vladeva D. (2011), ***The endomorphism semiring of a finite chain***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.

[6] Trendafilov I. (2013), ***Endomorphism semirings with zero of a finite semilattice of a special type***, arXiv:1301.2776v1 [math.RA] 13 Jan 2013.

[7] Zumbrägel J. (2008), ***Classification of finite congruence-simple semirings with zero***, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

Author: Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 20.03.10.2013 **Рецензент** доц. д-р Георги Бижев

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ПОЛУПРЪСТЕНИ ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ С НУЛА НА КРАЙНА ПОЛУРЕШЕТКА ОТ СПЕЦИАЛЕН ВИД – част I

Иван Трендафилов

Резюме: *Изследваме полупръстена от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка с един най-малък и един най-голям елемент, като всички останали елементи образуват антиверига. Строят се някои нови крайни прости полупръстени.*

Ключови думи: *полупръстен от ендоморфизми, адитивно идемпотентен полупръстен, прост полупръстен, идемпотентен ендоморфизъм, крайна полурешетка.*

ENDOMORPHISM SEMIRINGS WITH ZERO OF A FINITE SEMILATTICE OF A SPECIAL TYPE – part I

Ivan Trendafilov

Abstract

We investigate endomorphism semirings of a finite semilattice with one least element and one greatest element such that all the other elements form an antichain. We construct some new finite simple semirings.

Keywords: endomorphism semiring, additively idempotent semiring, simple semiring, idempotent endomorphism, finite semilattice.

MSC-2010: 16Y60, 06A12, 20M10.

1 Introduction

This paper is about the endomorphism semirings of a finite semilattice. There is a series of recent works where various problems of endomorphism semirings have been considered, see [2], [5], [7] – [12].

Here we consider endomorphism semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ of the join-semilattice of n – element lattice with least element 0 and greatest element 1 and with a property that

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

all the other elements form an antichain. We investigate zero-divisors, invertible elements and other elements of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ as well as some subsemirings and ideals. The semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ is not simple for $n \geq 5$ but there are many subsemirings which are simple. The study of simple algebras is a topic of great interest in algebra, moreover the study of finite congruence simple semirings, has important application in cryptography.

In 2007, G. Maze, Ch. Monico and J. Rosenthal, see [6], first suggested some new ideas for public key cryptography based on a concrete semigroup action built from congruence simple semirings. It is well known that "classical" Pohlig-Hellman-type attacks allows to compute the discrete logarithm in a cyclic group based on the Chinese remainder theorem. The complexity of the algorithm depends on the largest prime factor of the order of this group. To prevent Pohlig-Hellman-type attacks, the group can be chosen to be a cyclic group of a large prime order, that is the group is a simple group. In order to prevent a similar attack on public key cryptosystems using semirings, the use of congruence simple semirings was suggested. If the used semiring was not be simple (congruence simple), the semigroup action problem could be solved in a quotient semiring from which an attacker may gain information to solve the semigroup action problem in the original semiring.

The paper is organized as it follows. After the second section of preliminaries, in section 3 we consider the basic properties of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$, construct the addition and multiplication tables of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_4}$ and prove that this semiring is simple. Here, we also construct two sorts of endomorphisms, defined by equalities (1) and (2) and prove that all these endomorphisms, the zero $\overline{0}$ and $\overline{1}$ forms a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$.

2 Preliminaries

Let $\mathcal{M}$ be a *semilattice (join-semilattice)* i.e. an algebra with binary operation $\vee$ such that

- $a \vee (b \vee c) = (a \vee b) \vee c$ for any $a, b, c \in \mathcal{M}$; • $a \vee b = b \vee a$ for any $a, b \in \mathcal{M}$;
- $a \vee a = a$ for any $a \in \mathcal{M}$.

Another term used for arbitrary semilattice is a *commutative idempotent semigroup* – see [12]. For any $a, b \in \mathcal{M}$ we denote $a \leq b \iff a \vee b = b$. In this notations, if there is a neutral element in the semilattice $\mathcal{M}$, it is the least element.

Facts concerning semilattices can be found in [4].

An algebra $R = (R, +, .)$ with two binary operations $+$ and $\cdot$ on R, is called a *semiring* if

• $(R, +)$ is a commutative semigroup, • $(R, \cdot)$ is a semigroup,

• both distributive laws hold $x \cdot (y+z) = x \cdot y + x \cdot z$ and $(x+y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z$ for any $x, y, z \in R$.

Facts concerning semirings can be found in [3] and [7].

Let $R = (R, +, .)$ be a semiring.

• If a neutral element 0 of semigroup $(R, +)$ exists and satisfies $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$ for all $x \in R$, then it is called *zero*.

• If a neutral element of the semigroup $(R, \cdot)$ exists, it is called *identity*.

An element a of a semiring R is called *additively (multiplicatively) idempotent* if $a + a = a \quad (a \cdot a = a)$. A semiring R is called *additively idempotent* if each of its elements is additively idempotent.

A semiring R with zero element 0 is called *zero-sum free* when for any $a, b \in R$ the equality $a + b = 0$ implies $a = b = 0$. Since every additively idempotent semiring is zero-sum free it follows that if S is an additively idempotent semiring with zero 0 then $S^* = S \backslash \{0\}$ is a subsemiring of S.

An element a of a semiring R is called *additively (multiplicatively) absorbing element* if and only if $a + x = a \quad (a \cdot x = x \cdot a = a) \quad$ for any $x \in R$. The zero of R is the unique multiplicative absorbing element; of course, it does not need to exist. Following [7] an element of a semiring R is called an *infinity* if it is both additively and multiplicatively absorbing. Such an element we denote by ∞.

An element x of semiring R is called *multiplicatively subidempotent* if and only if $x^2 + x = x$, and a semiring R is *multiplicatively subidempotent semiring* if and only if its elements are multiplicatively subidempotent. Additively idempotent and multiplicatively subidempotent semirings are called *Viterbi semirings* and they play important roles in modal logic, see [1].

An equivalence relation $\sim$ on semiring R is called *congruence* if it respects semiring operations: $x \sim y \quad$ implies $\quad a + x \sim a + y$, $ax \sim ay$ and $xa \sim ya$. Semiring R is called *congruence simple* if its only congruences are $\sim = id_R$ and $\sim = R \times R$.

A nonempty subset I of R is called an *ideal* if $I + I \subseteq I$, $R\,I \subseteq I$ and $I\,R \subseteq I$. Semiring R without any proper ideals is called simple.

Idempotent elements, nilpotent elements and zero-divisors in a semiring are definined in a similar way as in the ring theory.

For semilattice $\mathcal{M}$ the set $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$ of the endomorphisms of $\mathcal{M}$ is a semiring with respect to the addition and multiplication defined with:

• $h = f + g$ when $h(x) = f(x) \vee g(x)$ for all $x \in \mathcal{M}$,
• $h = f \cdot g$ when $h(x) = f(g(x))$ for all $x \in \mathcal{M}$.
This semiring is called the *endomorphism semirimg* of $\mathcal{M}$.

3 The endomorphism semiring with zero of a finite semilattice of a special type

Let $\Diamond_n$ be a finite lattice with least element 0, greatest element 1 and all other elements $a_1, \ldots, a_{n-2}$ form an antichain (Fig. 1). We always assume that $n \geq 4$. So, the following equalities are fulfilled: $a_i \vee a_i = a_i$, $a_i \vee a_j = 1$, where $i \neq j$, $a_i \vee 0 = a_i$, $a_i \vee 1 = 1$, for any $i = 1, \ldots n-2$, $1 \vee 1 = 1$, $1 \vee 0 = 1$ and $0 \vee 0 = 0$.

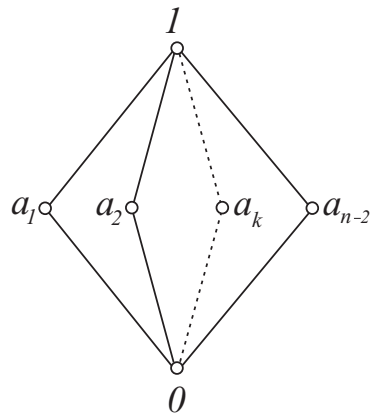


Figure 1.

The endomorphism semiring of all endomorphisms of $\vee$ – semilattice $\Diamond_n$ having 0 as a fixed point is denoted by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$.

Let the images of all the elements a_i under the endomorphism α be elements $\alpha(a_i) \in \Diamond_n$. Since $\alpha(0) = 0$, then any endomorphism α can be represented by ordered $n-1$ – tuple $\wr \alpha(a_1), \alpha(a_2), \ldots \alpha(a_{n-2}), \alpha(1) \wr$. So, the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ is additively idempotent with zero element $\wr 0, 0, \ldots, 0 \wr$ and identity $\wr a_1, a_2 \ldots, a_{n-2}, 1 \wr$.

Proposition 3.1 *Let $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$.*

a. The map α is isotone.

b. Let $\alpha \neq \wr 0, 0, \ldots, 0 \wr$ and $\alpha(a_i) = 0$. Then for any $j \neq i$ it follows $\alpha(a_j) \neq 0$. More precisely, $\alpha(a_i) = 0$ and $\alpha(1) = a_k$ imply $\alpha(a_j) = a_k$ for any $j \neq i$ and similarly $\alpha(a_i) = 0$ and $\alpha(1) = 1$ imply $\alpha(a_j) = 1$ for any $j \neq i$.

c. Let $\alpha(a_i) = a_k$ and $\alpha(1) = a_m$. Then either $\alpha(1) = a_k$ and $\alpha(a_j) = a_k$, for any $j \neq i$, or $\alpha(1) = a_k$, $\alpha(a_\ell) = 0$ for some ℓ and $\alpha(a_j) = a_k$ for every $j \neq i$ and $j \neq \ell$.

d. Let $\alpha(a_i) = a_k$ and $\alpha(1) = 1$. Then $\alpha(a_j) = 1$ for some elements a_j, where

$j \neq i$ and α is a permutation of the remaining elements of some subset (maybe empty) of $\{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$.

Proof. a. See p. 30 in [3].

b. Let for some $j \neq i$ it follows $\alpha(a_j) = 0$. Then $\alpha(1) = \alpha(a_i \vee a_j) = \alpha(a_i) \vee \alpha(a_j) = 0$ and this implies $\alpha = \wr 0, 0, \ldots, 0 \wr$. Let $\alpha(a_i) = 0$ and $\alpha(1) = a_k$. Then $\alpha(a_j) = \alpha(a_i) \vee \alpha(a_j) = \alpha(1) = a_k$. Let $\alpha(a_i) = 0$ and $\alpha(1) = 1$. Then $\alpha(a_j) = \alpha(a_i) \vee \alpha(a_j) = \alpha(1) = 1$.

c. Let $\alpha(a_i) = a_k$. Then, see a. $\alpha(1) \neq 0$. If we assume $\alpha(1) = a_m$, then $a_m = \alpha(a_i) \vee \alpha(a_j) = a_k \vee \alpha(a_j)$. Now, there are two possibilities. The first one is $\alpha(a_j) = a_k = a_m$ for any $j \neq i$. The second one is: only for one ℓ, using b., it follows $\alpha(a_\ell) = 0$ and $\alpha(a_j) = a_k = a_m$ for all $j \neq i$, $j \neq \ell$. Note that in all cases $\alpha(1) = a_k$.

d. Now $1 = \alpha(1) = \alpha(a_i) \vee \alpha(a_j) = a_k \vee \alpha(a_j)$. Hence, $\alpha(a_j) \neq a_k$ and $\alpha(a_j) \neq 0$. So, either $\alpha(a_j) = 1$ for some a_j, or $\alpha(a_j) = a_\ell$, where $\ell \neq k$. But in the last case $\alpha(a_r) = a_s$, where $r \neq i$ and $r \neq j$, it implies $s \neq k$ and $s \neq \ell$, and so on. Thus α is a permutation of some elements of the set $\{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$.

Now we shall consider the " least" example of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$.

Example 3.2 Let us consider the semilattice $\Diamond_4 = (\{0, a, b, 1\}, \vee)$ is a four-element join-semilattice having the folllowing $\vee$ table:

$\vee$	0	a	b	1
0	0	a	b	1
a	a	a	1	1
b	b	1	b	1
1	1	1	1	1

.

Let $\mathcal{E}_{\Diamond_4}$ be an endomorphism semiring of this semilattice. From Proposition 3.1 (bear in mind that all endomorphisms have 0 as a fixed point) it follows that $\mathcal{E}_{\Diamond_4}$ has 16 elements and they are:

the zero element $\overline{0} = \wr 000 \wr$, $\wr 0aa \wr$, $\wr a0a \wr$, $\overline{a} = \wr aaa \wr$, $\wr 0bb \wr$, $\wr b0b \wr$, $\overline{b} = \wr bbb \wr$, the identity $i = \wr ab1 \wr$, $\wr ba1 \wr$, $\wr 011 \wr$, $\wr 101 \wr$, $\wr a11 \wr$, $\wr 1a1 \wr$, $\wr b11 \wr$, $\wr 1b1 \wr$ and additively absorbing element $\overline{1} = \wr 111 \wr$.

Now we prove that there are not any proper ideals in semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_4}$, using the addition table (before the proof) and the multiplication table (just after the proof).

The addition (in two parts) is:

$+$	$\overline{0}$	$\wr 0aa\wr$	$\wr a0a\wr$	$\overline{a}$	$\wr 0bb\wr$	$\wr b0b\wr$	$\overline{b}$	i
$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\wr 0aa\wr$	$\wr a0a\wr$	$\overline{a}$	$\wr 0bb\wr$	$\wr b0b\wr$	$\overline{b}$	i
$\wr 0aa\wr$	$\wr 0aa\wr$	$\wr 0aa\wr$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\wr 011\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr a11\wr$
$\wr a0a\wr$	$\wr a0a\wr$	$\overline{a}$	$\wr a0a\wr$	$\overline{a}$	i	$\wr 101\wr$	$\wr 1b1\wr$	i
$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr a11\wr$
$\wr 0bb\wr$	$\wr 0bb\wr$	$\wr 011\wr$	i	$\wr a11\wr$	$\wr 0bb\wr$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	i
$\wr b0b\wr$	$\wr b0b\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{b}$	$\wr b0b\wr$	$\overline{b}$	$\wr 1b1\wr$
$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\wr 1b1$
i	i	$\wr a11\wr$	i	$\wr a11\wr$	i	$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$	i
$\wr ba1\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$
$\wr 011\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr a11\wr$
$\wr 101\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$
$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr a11$
$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$
$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr 1b1\wr$
$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$

$+$	$\wr ba1\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\overline{0}$	$\wr ba1\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\wr 0aa\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr a0a\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 101\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\overline{a}$	$\wr 1a1\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\wr a11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 0bb\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 011\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\wr b0b\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 101\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\overline{b}$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr b11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
i	$\overline{1}$	$\wr a11\wr$	$\wr 1b1\wr$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\wr ba1\wr$	$\wr ba1\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 011\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr 011\wr$	$\overline{1}$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 101\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 101\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\wr a11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 1a1\wr$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr b11\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\wr 1b1\wr$	$\overline{1}$
$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$

Let I be an ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_4}^{[i]}$. Since $\overline{0}$ is a zero element of this semiring, we may suppose that $\overline{0} \in I$. We shall consider the following four cases:

Case 1. Assume that $\wr 011\wr \in I$. Then $\wr 011\wr \cdot \wr b0b\wr = \wr 0bb\wr \in I$, $\wr b0b\wr \cdot \wr 011\wr = \wr 101\wr \in I$ and $\wr 101\wr \cdot \wr 0aa\wr = \wr a0a\wr \in I$. But $\wr a0a\wr + \wr 0bb\wr = i \in I$ that is $I = \mathcal{E}_{\Diamond_4}$.

Case 2. Assume that $\alpha \in I$, where $\alpha(1) = 1$. Then $\wr 011\wr \cdot \alpha = \wr 011\wr \in I$.

Case 3. Assume that $\alpha \in I$, where $\alpha(1) = a$. Then $\alpha \cdot \wr 101\wr = \beta \in I$, where $\beta(1) = 1$.

Case 4. Assume that $\alpha \in I$, where $\alpha(1) = b$. Then $\alpha \cdot \wr 011\wr = \beta \in I$, where $\beta(1) = 1$.

Thus, we find that either $I = \{\overline{0}\}$, or $I = \mathcal{E}_{\Diamond_4}$.

$\cdot$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr a0a \wr$	$\overline{a}$	$\wr 0bb \wr$	$\wr b0b \wr$	$\overline{b}$	i
$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$
$\wr 0aa \wr$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 0aa \wr$
$\wr a0a \wr$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\wr a0a \wr$	$\overline{0}$	$\wr b0b \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr a0a \wr$
$\overline{a}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{0}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\overline{a}$
$\wr 0bb \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 0bb \wr$
$\wr b0b \wr$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\wr b0b \wr$	$\overline{0}$	$\wr b0b \wr$	$\wr b0b \wr$
$\overline{b}$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{0}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$
i	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr a0a \wr$	$\overline{a}$	$\wr 0bb \wr$	$\wr b0b \wr$	$\overline{b}$	i
$\wr ba1 \wr$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{a}$	$\wr b0b \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\overline{b}$	$\wr ba1 \wr$
$\wr 011 \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$
$\wr 101 \wr$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\wr a0a \wr$	$\wr a0a \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr 101 \wr$
$\wr a11 \wr$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\wr 0bb \wr$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\wr a11 \wr$
$\wr 1a1 \wr$	$\overline{0}$	$\wr a0a \wr$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\wr b0b \wr$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\wr 1a1 \wr$
$\wr b11 \wr$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\wr 0bb \wr$	$\overline{b}$	$\wr b11 \wr$
$\wr 1b1 \wr$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\wr a0a \wr$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\wr b0b \wr$	$\overline{b}$	$\wr 1b1 \wr$
$\overline{1}$	$\overline{0}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\overline{b}$	$\overline{1}$

$\cdot$	$\overline{0}$	$\wr 0aa \wr$	$\wr a0a \wr$	$\overline{a}$	$\wr 0bb \wr$	$\wr b0b \wr$	$\overline{b}$	i
$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$	$\overline{0}$
$\wr 0aa \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\overline{0}$	$\wr 011 \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$
$\wr a0a \wr$	$\wr b0b \wr$	$\overline{0}$	$\wr 101 \wr$	$\wr a0a \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$
$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{0}$	$\overline{1}$	$\overline{a}$	$\overline{1}$	$\overline{b}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 0bb \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 011 \wr$	$\overline{0}$	$\wr 011 \wr$	$\wr 0aa \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 0bb \wr$	$\wr 011 \wr$
$\wr b0b \wr$	$\wr a0a \wr$	$\wr 101 \wr$	$\overline{0}$	$\wr 101 \wr$	$\wr a0a \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr b0b \wr$	$\wr 101 \wr$
$\overline{b}$	$\overline{a}$	$\overline{1}$	$\overline{0}$	$\overline{1}$	$\overline{a}$	$\overline{1}$	$\overline{b}$	$\overline{1}$
i	$\wr ba1 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr a11 \wr$	$\wr 1a1 \wr$	$\wr b11 \wr$	$\wr 1b1 \wr$	$\overline{1}$
$\wr ba1 \wr$	i	$\wr 101 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 1a1$	$\wr a11 \wr$	$\wr 1b1 \wr$	$\wr b11 \wr$	$\overline{1}$
$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\wr 011 \wr$
$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\wr 101 \wr$
$\wr a11 \wr$	$\wr b11 \wr$	$\wr 011 \wr$	$\overline{1}$	$\wr a11 \wr$	$\overline{1}$	$\wr b11 \wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr 1a1 \wr$	$\wr 1b1 \wr$	$\wr 101 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1 \wr$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
$\wr b11 \wr$	$\wr a11 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 011 \wr$	$\overline{1}$	$\wr a11 \wr$	$\overline{1}$	$\wr b11 \wr$	$\overline{1}$
$\wr 1b1 \wr$	$\wr 1a1 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 101 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 1a1 \wr$	$\overline{1}$	$\wr 1b1 \wr$	$\overline{1}$
$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$

Let $\alpha_i \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$, where $\varphi_i(a_j) = a_i$ and $\varphi_i(1) = a_i$ for all $i, j = 1, \ldots, n-2$. As in Example 3.2 we denote $\alpha_i = \overline{a_i}$. By the same way $\overline{0} = \wr 0, 0, \ldots, 0 \wr$ and $\overline{1} = \wr 1, 1, \ldots, 1 \wr$. All the endomorphisms $\overline{a_i}$, $i = 1, \ldots, n-2$, $\overline{0}$ and $\overline{1}$ are called ***almost constant***. The set of all almost constant endomorphisms is denoted by $\mathcal{AC}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$. From equalities: $\overline{0} + \overline{a_i} = \overline{a_i}$, $\overline{0} + \overline{1} = \overline{1}$, $\overline{a_i} + \overline{1} = \overline{1}$, $\overline{a_i} + \overline{a_i} = \overline{a_i}$,

$$\overline{a_i} + \overline{a_j} = \overline{1}, \text{ where } i \neq j, \ \ \overline{0} \cdot \wr \alpha(a_1), \ldots, \alpha(1) \wr = \wr \alpha(a_1), \ldots, \alpha(1) \wr \cdot \overline{0} = \overline{0},$$

$$\overline{a_i} \cdot \wr \alpha(a_1), \ldots, \alpha(a_i), \ldots \alpha(1) \wr = \wr \alpha(a_i), \ldots, \alpha(a_i) \wr = \overline{\alpha(a_i)},$$

$$\overline{1} \cdot \wr \alpha(a_1), \ldots, \alpha(a_i), \ldots \alpha(1) \wr = \wr \alpha(1), \ldots, \alpha(1) \wr = \overline{\alpha(1)} \text{ it follows}$$

Proposition 3.3 *For $n \geq 4$, the set $\mathcal{AC}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$ is a right ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$.*

Remark 3.4 Note that all the elements of $\mathcal{AC}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$ are obviously idempotents. Let us compare the two semirings $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ (with zero) and $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{A}_n}$ (without zero) from the paper [10]. It is easy to see that there is a bijection between set $\mathcal{AC}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$ of almost constant elements of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ and the set of constant elements of $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{A}_n}$. But the last set is an ideal of the semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{A}_n}$ while $\mathcal{AC}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$ is only a right ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$. Moreover, the set $\mathcal{E}_{\mathcal{A}_n}$ of all endomorphisms which are non constant is a subsemiring of $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{A}_n}$ while the set of non almost constant endomorphisms of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ is not closed under the addition as well as under the multiplication, see Example 3.2.

Let us consider endomorphisms $\varphi_i \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$, such that

$$\varphi_i(a_j) = \begin{cases} 0, \text{ for } i = j \\ 1, \text{ for } i \neq j \end{cases}, \tag{1}$$

where $i, j \in \{1, \ldots, n-2\}$. Obviously $\varphi_i(1) = 1$. It is easy to see that $\varphi_i + \varphi_i = \varphi_i$ and $\varphi_i + \varphi_j = \overline{1}$ for any $i, j \in \{1, \ldots, n-2\}$ and $i \neq j$. Similarly, it follows $\varphi_i \cdot \varphi_i = \varphi_i$ and $\varphi_i \cdot \varphi_j = \varphi_i$ for any $i, j \in \{1, \ldots, n-2\}$ and $i \neq j$.

Let us denote by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ the set of all endomorphisms φ_i, $i = 1, \ldots, n-2$ and endomorphisms $\overline{0}$ and $\overline{1}$. Obviously $\varphi_i + \overline{0} = \varphi_i$, $\varphi_i \cdot \overline{0} = \overline{0} \cdot \varphi_i = \overline{0}$. Since $\varphi_i + \overline{1} = \varphi_i \cdot \overline{1} = \overline{1} \cdot \varphi_i = \overline{1}$, it follows that in semiring $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^* = \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} \backslash \{\overline{0}\}$ we have $\overline{1} = \infty$. Thus we prove

Lemma 3.5 *For any $n \geq 4$ the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is a subsemiring of the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ with a zero element $\overline{0}$. The element $\overline{1}$ is an infinity of $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$.*

Since all the elements of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ are both additively and multiplicatively idempotents it immediately follows

Corollary 3.6 *The semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is a Viterbi semiring.*

Let us also consider the endomorphisms $\psi_{i,j} \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$, such that

$$\psi_{i,j}(a_k) = \begin{cases} a_j, \text{ for } i = k \\ 1, \text{ for } i \neq k \end{cases}, \tag{2}$$

where $i, j, k \in \{1, \ldots, n-2\}$. Obviously, $\psi_{i,j}(1) = 1$.

Let us denote by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[a,1]}$ the set of all endomorphisms $\psi_{i,j}$, $i, j = 1, \ldots, n-2$ and endomorphisms $\overline{0}$ and $\overline{1}$.

Lemma 3.7 *The set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[a,1]}$ is a subsemiring of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ with a zero element $\overline{0}$. The element $\overline{1}$ is an infinity of $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[a,1]}\right)^*$.*

Proof. Now we calculate

$$\psi_{i,j} + \psi_{i,j} = \psi_{i,j},\ \psi_{i,j} + \psi_{k,\ell} = \overline{1},\ \text{where either } k \neq i,\ \text{or } k = i \text{ and } j \neq \ell,$$

$i, j, k, \ell \in \{1, \ldots, n-2\}$ and also $\psi_{i,j} + \overline{0} = \psi_{i,j},\ \psi_{i,j} + \overline{1} = \overline{1}$ and $\overline{0} + \overline{1} = \overline{1}$.

For arbitrary a_m it follows

$$(\psi_{i,j} \cdot \psi_{j,\ell})(a_m) = \psi_{j,\ell}(\psi_{i,j}(a_m)) = \begin{cases} \psi_{j,\ell}(a_j) = a_\ell, & \text{for } m = i \\ \psi_{j,\ell}(1) = 1, & \text{for } m \neq i \end{cases} = \psi_{i,\ell}(a_m).$$

Therefore, $\psi_{i,j} \cdot \psi_{j,k} = \psi_{i,k}$. Similarly $\psi_{i,j} \cdot \psi_{k,\ell} = \overline{1}$ for $j \neq k$ and $\psi_{i,j} \cdot \overline{1} = \overline{1} \cdot \psi_{ij} = \overline{1}$. Thus we prove that $\overline{1} = \infty$ in semiring $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[a,1]}\right)^*$.

All the endomorphisms φ_i, $i = 1, \ldots, n-2$ defined by (1) and $\psi_{i,j}$, $i, j = 1, \ldots, n-2$ defined by (2), are called ***almost absorbing***. The subset of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ consisting of all the almost absorbing endomorphisms and endomorphisms $\overline{0}$ and $\overline{1}$, is denoted by $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Theorem 3.8 *For any $n \geq 4$ the set $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a subsemiring of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$ with a zero element $\overline{0}$. The element $\overline{1}$ is an infinity of semiring $(\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))^*$. The semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is an ideal of semiring $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.*

Proof. We observe that $\varphi_k + \psi_{i,j} = \psi_{i,j}$ for any $i, j, k \in \{1, \ldots, n-2\}$. After using lemmas 3.5 and 3.7, we calculate

$$\varphi_k \cdot \psi_{i,j} = \varphi_k,\ \psi_{i,j} \cdot \varphi_j = \varphi_j,\ \psi_{i,j} \cdot \varphi_k = \overline{1} \text{ for } \ k \neq j,$$

where $i, j, k \in \{1, \ldots, n-2\}$, and this completes the proof.

Remark 3.9 Note that the semiring $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is not an ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}$. For instance we have $\wr 0, a_1, \ldots a_1 \wr \cdot \wr a_1, 1, \ldots, 1 \wr = \wr a_1, 1, \ldots, 1 \wr \cdot \wr 0, a_1, \ldots a_1 \wr = \wr 0, a_1, \ldots a_1 \wr$.

Let us consider the subset of $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ consisting of all the endomorphisms φ_i and $\psi_{i,i}$, where $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ and $\overline{1}$. We denote this set by $\mathcal{ID}(\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. Since $(\psi_{i,j})^2 = \overline{1}$ for $i \neq j$, $\mathcal{ID}(\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is the set of all idempotent elements of semiring $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proposition 3.10 *The set $\mathcal{ID}(\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a subsemiring of semiring $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.*

Proof. From the proof of Theorem 3.8 it follows $\varphi_k + \psi_{i,i} = \psi_{i,i}$, $\varphi_k \cdot \psi_{i,i} = \varphi_k$, $\psi_{i,i} \cdot \varphi_k = \overline{1}$ for $i \neq k$ and $\psi_{i,i} \cdot \varphi_i = \varphi_i$, where $i, k \in \{1, \ldots, n-2\}$. From the proof of Lemma 3.7 it follows $\psi_{i,i} \cdot \psi_{i,i} = \psi_{i,i}$ and $\psi_{i,i} \cdot \psi_{k,k} = \psi_{k,k} \cdot \psi_{i,i} = \overline{1}$, where $i, k \in \{1, \ldots, n-2\}$, $i \neq k$.

Note that $\mathcal{ID}(\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is not an ideal of $\mathcal{AA}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ because $\psi_{i,i} \cdot \psi_{i,j} = \psi_{i,j}$ for $i \neq j$, where $i, j \in \{1, \ldots, n-2\}$.

References

[1] A. Anderson and N. Belnap (1975), ***Entailment, the Logic of Relevance and Necessity***, vol. I, Princeton Univ. Press, Princeton, 1975.

[2] R. El Bashir and T. Kepka (2007), ***Congruence-Simple Semirings***, Semigroup Forum, Vol. 75 (2007) 588 – 608.

[3] J. Golan (1999), ***Semirings and Their Applications***, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[4] G. Gratzer (2011), ***Lattice Theory: Foundation***, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[5] J. Jeẑek, T. Kepka and M. Maròti (2009), ***The endomorphism semiring of a semilattice***, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.

[6] G. Maze, C. Monico and J. Rosenthal (2007), ***A public key cryptosystem based on actions by semigroups***, Advances in Mathematics of Communications, Volume 1, No. 4, 2007, 489 - 507.

[7] C. Monico (2004), ***On finite congruence-simple semirings***, J. Algebra 271 (2004) 846 – 854.

[8] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), ***The endomorphism semiring of a finite chain***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.

[9] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), ***Subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 19 – 28.

[10] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), ***Endomorphism semirings without zero of a finite semilattice of a special type***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 2, (2011), 19 – 28.

[11] I. Trendafilov and D. Vladeva (2013), ***Idempotent elements of the endomorphism semiring of a finite chain***, ISRN Algebra, Vol. 2013, 2013.

[12] J. Zumbrägel (2008), ***Classification of finite congruence-simple semirings with zero***, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

Department of Algebra and Geometry, Faculty of Applied Mathematics and Informatics, Technical University of Sofia, 8 Kliment Ohridski Str. Sofia 1000, Bulgaria

e-mail: ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 07.05.10.2013 **Рецензент** доц. д-р Георги Бижев

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ШУМА ПРИ ДВИЖЕНИЕ НА КОЛООС ПО РЕЛСОВ ПЪТ

Иван Кралов

Резюме: *В тази работа е извършено експериментално изследване на шума, предизвикан от контакта колело-релса. Направени са измервания на нивата на звуково налягане при движение на колоос по релса с постоянна скорост.Чрез числено моделиране са определени собстените честоти на колооста и релсата и са сравненени с честотите на шума. Резултатите са анализирани и са направени изводи относно честотните параметри на заглушители за този шум.*

Ключови думи: *шум, релса, колоос, нива на звуково налягане.*

AN INVESTIGATION OF THE NOISE GENERATED BY WHEEL-RAIL INTERACTION

Ivan Kralov

Abstract: *An experimental study of the wheel/rail noise generation is carried out in this paper. Measurements of the noise levels are recorded during pass by tests of a wheel axle with a constant velocity. The natural frequencies are calculated using numerical models of the system. They are compared with the frequency of the noise response. The results will be used in the process of design of noise barriers and absorbers.*

Keywords: *acoustic noise, rail, wheel axle, noise-pressure level.*

1. Въведение

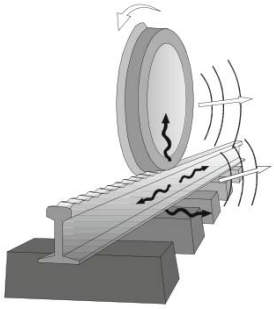
Вредното влияние на шума е особено значимо при продължителна експозиция и високи нива на звуковото налягане. Този ефект се увеличава при едновременно въздействие върху голям брой хора. При движение на железопътни превозни средства (ЖПС) в този смисъл са актуални районите на спирки и гари, както и жилищни и работни помещения в близост до жп трасета. Свидетелство за това са големия брой изследвания и технически отчети за шума от релсови возила [1, 2, 4, 5, 6, 8, 9, 11]. При скорости под $50\ km/h$ основно място в спектъра на излъчвания шум при движение на ЖПС е шумът от търкаляне [7]. Прието е, че този шум се дефинира като съвкупност от шума, излъчван от контактното взаимодействие между микрографавините на контактуващите повърхности, и от структурния шум, генериран от колооста и релсовия път. При движение на

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ЖПС със скорост V по неравност с дължина на вълната λ, възникват трептения с честота f, която може да се пресметне с уравнението [3, 7]:

$$f = \frac{V}{\lambda} \qquad (1)$$



Фиг.1-1. Визуално представяне на механизъм за генериране на шум при търкаляне на колооста [7]

Визуално механизмът за генериране на шум при търкаляне на колооста е представен на фиг.1-1 [7].

Основна връзка, между трептения на твърдо тяло и нивото на звукова мощност, породено от тези трептения, се дава с уравнението [3, 7]:

$$W = c_0 \rho_0 S \left\langle v^2 \right\rangle \sigma, \qquad (2)$$

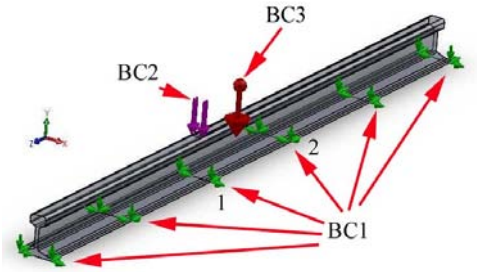
където $c_0 \rho_0$ са характеристиките на средата, с която контактува тялото (в случая импеданса на въздушното пространство), S е площта на излъчващия източник, σ е ефективността на разпространение (зависи от формата на източника по граничния преход) и v е скоростта на повърхността на източника, взета с нейната средно квадратична стойност [3, 7]. Посоката на разпространение на шума може да бъде снета, посредством масив от микрофони, образуващи дъга от окръжност, поставени в свободно звуково поле [3, 7, 10, 12].

Целта на настоящото изследване е анализът експериментални данни за нивото на звуково налягане при движение на колоос върху релсов път, разграничаването на отделните съставки на този шум, както и сравняването на честотното му разпределение със собствените честоти на елементите от системата. Анализът на тези резултати ще спомогне чрез числено моделиране да се определят параметрите на акустични заглушители на този шум.

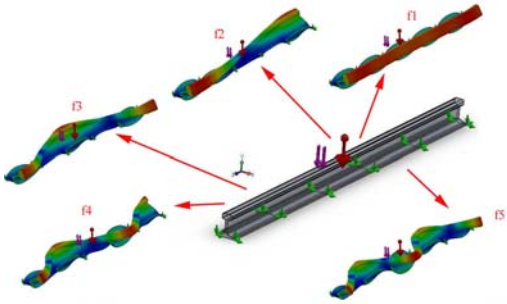
2. Числено определяне на собствените честоти на колоос и релса

От съществено значение при изследването на вибрациите и излъчваният шум е познаването на собствените честоти на трептящите елементи. В случая това са релсата и колооста. За целта е изграден 3D модел на релса UIC60, изчертан в среда SolidWorks. Върху модела са наложени граничните условия, съответстващи на реалното захващане на релса от реален релсов път (фиг.2-1). Линиите, по които са наложени ограничения на премествания *BC1* по трите оси X, Y и Z са разположени на разстояние $0{,}58m$ една от друга. Релсата е моделирана с крайни елементи, като са зададени реалните физически параметри. На фиг.2-2

са показани първите пет собствени форми на трептене на релсата, а числените им стойности са представени в табл.1. Резултатите са изчислени в среда на CosmosWorks.



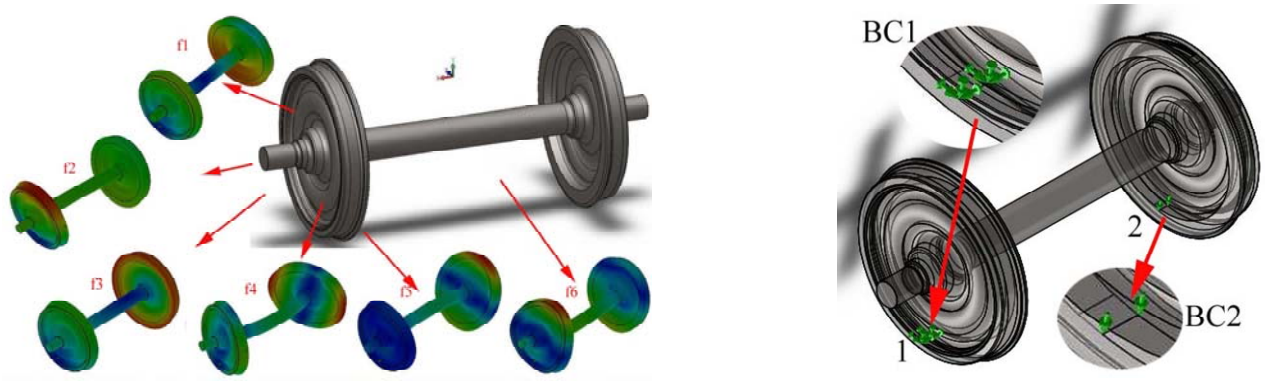
Фиг.2-1. 3D модел на релса UIC60 с вида и местата на прилагане на граничните условия. BC1 - зона на закрепване на релсата.



Фиг.2-2. Първите пет собствени форми на изследваната релса при зададените гранични условия.

Таблица 1

Собствена честота №	Честота в Hz
1	232,65
2	254,09
3	313,76
4	392,69
5	485,96



Фиг.2-4. 3D модел на вагонна колоос с вида и местата на прилагане на граничните условия и първите шест собствени форми на първите шест собствени честоти на изследваната колоос, при зададените гранични условия

Вагонна колоос е моделирана в среда на SolidWorks. На фиг.2-3 е показан 3D модела на колооста със зоните и вида на приложените на гранични условия. По линия 1 са наложени ограничения на преместванията и завъртанията *BC1* по трите оси X, Y и Z. По линия 2 са наложени ограничения на вертикалните премествания *BC2* по ос Y. При честотният анализ на показания модел на вагонна колоос в среда на CosmosWork са изчислени първите пет собствени честоти, чиито стойности са показани в табл.2.

Таблица 2

Собствена честота №	Честота в Hz
1	10,245
2	37,824
3	58,517
4	90,99
5	112,08

Собствените форми на колоста при тези честоти са показани на фиг.2-3.

3. Експериментално изследване

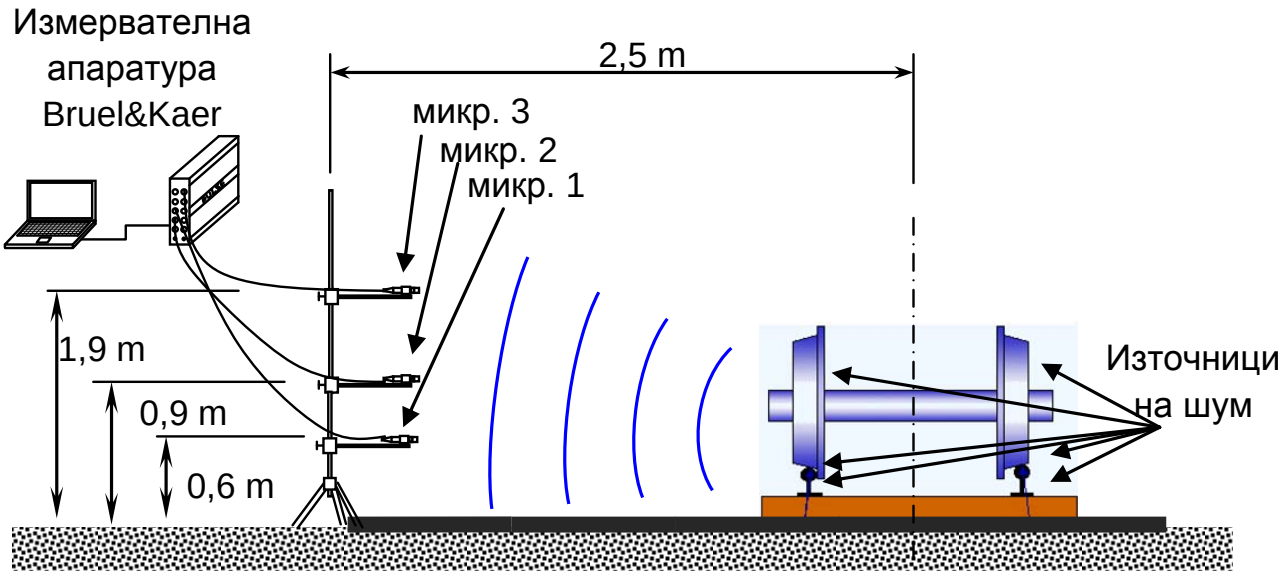
Извършено е измерване на нивото на излъчвания шум от контакта колело-релса. Последният е регстриран чрез шумоизмервателен тракт, включващ микрофони 4958, свързани към система PULSE 3560-B, производство на фирмата Bruel&Kaer, Дания. Записите и визуализациите са извършвани със софтуер на същата фирма.

Преди измерванията е извършвано калибриране на измервателния тракт с помощта на звуков калибратор. За оценка влиянието на шумовия фон, последният е записван при всяка серия от измервания. За премахване влиянието на останалите източници на шум при релсовите возила, измерванията са направени при ръчно задвижена колоос без талига, купе, дигател и др. Измерванията са проведени в свободни звукови полета, като в радиус от над 50 м зад микрофона няма прегради. Микрофонът е прецизен клас, предназначен за измерване на ниво на звуково налягане в свободно звуково поле. В съответствие със стандартните изисквания (ISO (1996-1-2003)) за всеки източник са провеждани серия от измервания и е взета тяхната осреднена стойност.

Измерванията на шума са извършени при прав хоризонтален релсов участък с основа баластова призма.

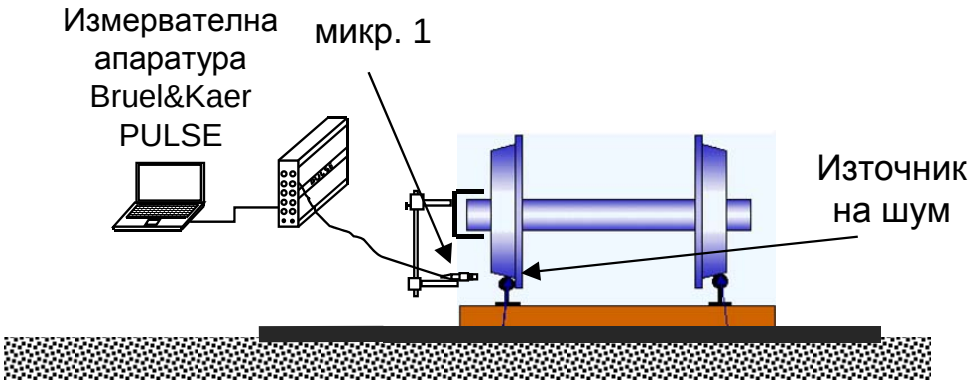
На фиг.3-2 е дадена схемата на първия вид измерване на шума при движение на колоос върху релсов път. То цели установяване нивата на шума и честотното му разпределение на разстояние $1{,}5m$ от външната страна на колелото и на три височини (съгл. фиг.3-2). Направени са записи на звуково налягане при преминаване на колоос тип 50457KJ92 БДЖ5136, с постоянна скорост от 1 m/s. За премахване влиянието на останалите източници на шум при релсовите возила,

измерванията са направени при ръчно задвижена колоос без талига, купе, дигател и др.



Фиг.3-2. Схема на първия вид измерване на шума при това изследване

Следващият вид измерване е проведено с цел ограничаване на шума, излъчван от самия контакт на колелото с релсата. Схемата на измерването на шума в този случай е представена на фиг.3-3. За целта един микрофон (захванат неподвижно за хоризонталната букса) е поставен в непосредствена близост до контакта (фиг.3-4). Измерването е проведено върху същия обект при същите условия.



Фиг.3-3. Схема на втория вид измерване на шума при това изследване

За определянето на честотите, при които трябва да се очаква повишено ниво на звуковото налягане вследствие на контакта на колелото с релсата е нужно прилагането на формула (1). То изисква наличие на данни за дължините на вълните (λ) на отклоненията на профила на главата на релсовия път. Такива експериментални данни са взети от [13].

Отчитайки тези данни и скоростта на движение на колооста в табл.3 са дадени основните честотни диапазони на възбуденото повишено ниво на шум.

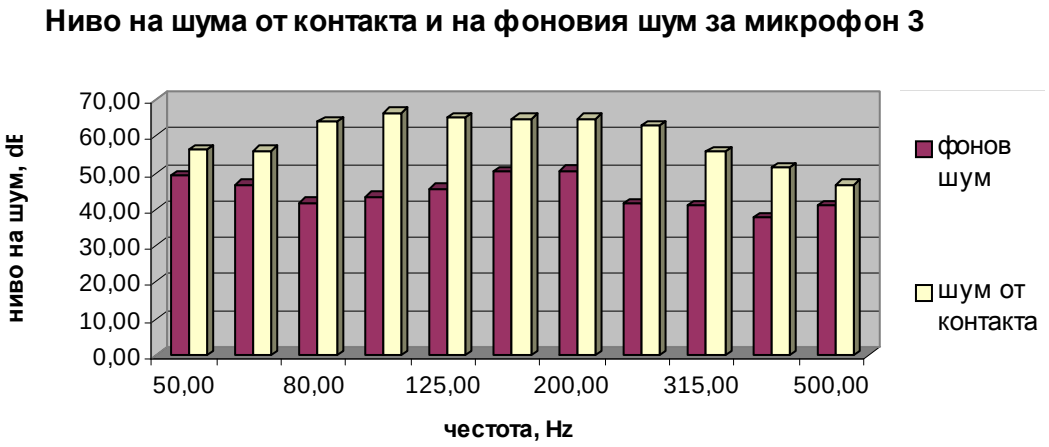
Фиг.3-4. Постановка на втория вид измерване на шума при това изследване

Таблица 3

Дължина на вълната на отклонение в профила на главата на релсата в m	Честота на възбуждане на шум в Hz
0,008	125
0,03	33,3
2,5	0,4

4. Експериментални резултати

На фиг.4-1 са показани осреднените нива на шума от контакта и на фоновия шум за микрофон №3 от първото измерване, в честотния диапазон 50 Hz – 500 Hz. Вижда се, че почти навсякъде нивото на шума от контакта превишава с повече от 10 dB нивото на фоновия шум. Това показва, че шумът, генериран от контакта колело-релса е значим и трябва да се отчита в този честотен диапазон.

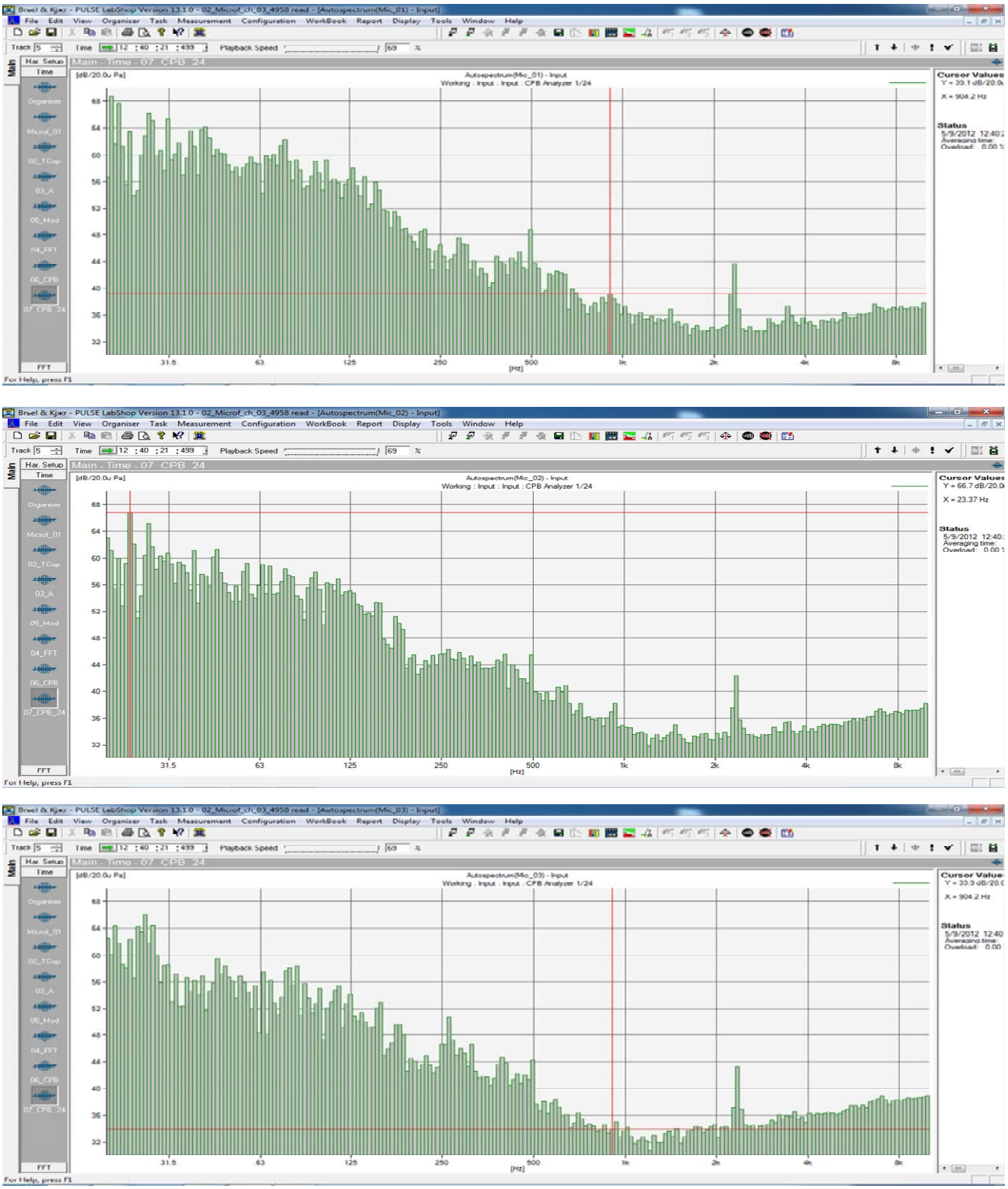


Фиг.4-1. Резултати от измерването на шума от контакта и на фоновия шум при движение на колоос по релсов път с баластова основа на разстояние 1,5 м

На фиг.4-2 са показани записи на шума от преминаването на колооста със скорост 1 m/s по релсов път с баластова основа при първия вид измерване. На най-

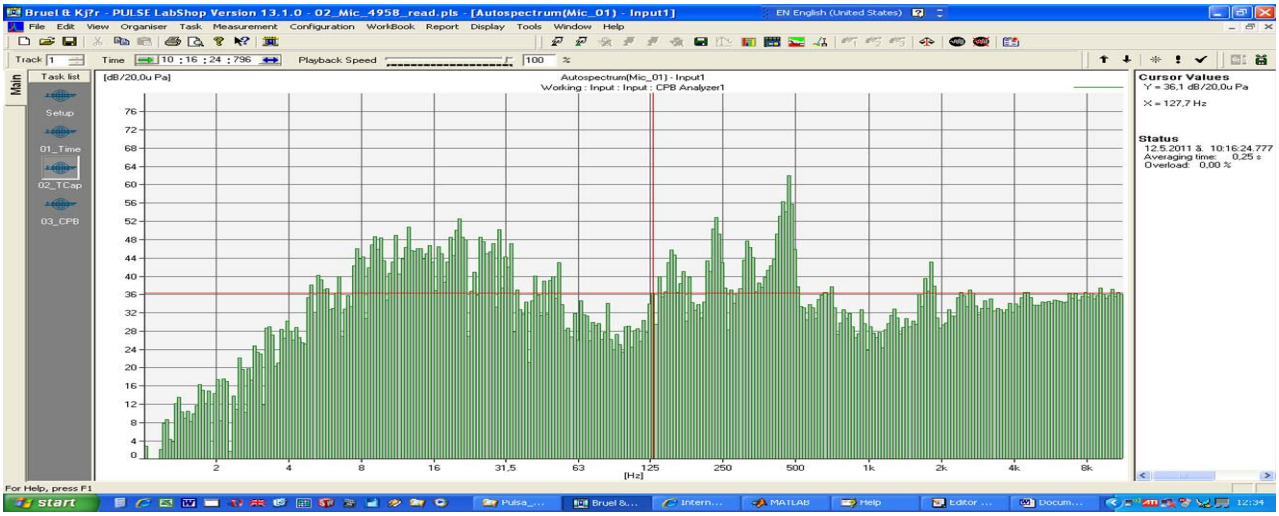
горната фигура е шумът от микрофон 1, под него – този от микрофон 2, и отдолу е този от микрофон 3, съгл. фиг.3-2. Нивата на звуковото налягане са представени чрез 1/24 октавен CPB анализ с фирмения софтуер на Bruel&Kaer.

От тях се вижда еднотипното честотно разпространение на звуковите вълни при трите микрофона. Особено характерна е повторяемостта при определени честоти на “падове” и “пикове”.



Фиг.4-2. Резултати от измерването на шума при търкалянето на колоос по релсов път с баластова основа на разстояние 1,5 м с три микрофона

Вижда се също, че с увеличаване на височината на разположение на микрофона, нивата на звуковото налягане слабо намаляват. И в трите записа на това измерване има открояващи се честоти с относително високи нива на шум. Това са например честотните ивици около 240 Hz, 500 Hz, 2450 Hz и др. Сравняването им със собствените честоти на колооста или релсата показват ясно възможността за резонансни явления в тези тесноивични честотни ленти.



Фиг.4-3. Резултати от измерването на шума от контактуването при търкалянето на колоос по релсов път с баластова основа в близост до контакта (втори вид измерване)

На фиг.4-3 е показан записа на шума от преминаването на колооста със скорост 1 m/s по релсов път с баластова основа при втория вид измерване. Микрофонът е разположен съгл. фиг.3-4.

И в записа на това измерване има открояващи се честоти с относително високи нива на шум. Това са например честотните ивици около 20 Hz, 28 Hz, 50 Hz, 150 Hz, 240 Hz, 400 Hz, 490 Hz и др. Сравняването им със собствените честоти на колооста или релсата показват и в този случай възможността за резонансни явления в тези тесноивични честотни ленти. Част от тези пикове съвпадат като честоти с преобладаващите честоти на отклонение в профила на релсата, което показва, че е налице и кинематично смущение от нея.

От получените резултати и анализът им се вижда, че:

- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум е съществен при ниските (20-300 Hz) и средните (300-1000 Hz) звукови честоти, докато при високите честоти нивото (под 45 dB) му е без практическо значение;
- честотното разпространение на шума във височина (от 0,6 до 1,9 m над нивото на релсата) е еднотипно;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските звукови честоти има завишение при честоти, близки до собствените честоти на колооста и на честоти, близки до тези от кинематичното смущение от неравностите на релсовия път
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при средните звукови честоти има завишени стойности при честоти, близки до собствените честоти на релсите.

5. Заключение

В резултат на получените експериментални и числени резултати, и техния анализ, като заключение от изследването може да се обобщи:

- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските и средните звукови честоти, е съществен и трябва да се отчита при проектирането на средства за снижаване на шума от релсови возила в участъци на спирки и гари;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при високите звукови честоти, е относително ниско и не влияе съществено при ниски скорости на движение;
- нивото на излъчвания от контакта на колооста с релсата шум, при ниските звукови честоти основно се дължи на структурния шум от колооста и кинематичното смущение от неравностите на релсовия път, а при средните звукови честоти от съществено значение е структурния шум на релсовия път.

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Hardy, R. Jones, **Rail and wheel roughness - implications for noise mapping based on the Calculation of Railway Noise procedure**, A report produced for Defra, AEATR-PC&E-2003-002.

[2] A.Van Beek, M. Beuving, M. Dittrich, X. Zhang, H. Jonasson, F. Letourneaux, C. Talotte, M. Ringheim, **Rail Sources-State of the art-Technical Report**, Research and Technology Department Physics of the Railway System and Comfort, 05/08/2002.

[3] Bracialli, M. Pippert, S. Cervello, **Railway noise: the contribution of wheels**, 2009, Lucchini RS.

[4] Burkhard Schulte-Werning, D. Thompson, P. Gautier, C. Hanson, B. Hemsworth, J. Nelson, T. Paul de Vos, **Noise and Vibration Mitigation for Rail Transportation**, Systems, Proceedings of the 9th International Workshop on Railway Noise, Munich, Germany, 2007.

[5] C. Talotte, P.-E. Gautier, D. J. Thompson, C. Hanson, **Identification, modelling and reduction potential of railway noise sources: a critical survey**, Journal of Sound and Vibration, Vol. 267 (2003), pp. 447–468.

[6] D. Thompson, C. Jones, T. Waters, D. Farrington, **A tuned damping device for reducing noise from railway track**, Applied Acoustics, Vol. 68 (2007), pp. 43–57.

[7] D. Thompson, **Railway Noise and Vibration**, p.6-10, p. 127-173, Elsevier, 2009.

[8] D. Thompson, C. Jones, **A Review of the Modelling of Wheel/Railnoise Generation**, Journal of Sound and vibration, (2000) Vol. 231(3), pp. 519-536.

[9] M. Ogren, **Noise emission from railway traffic**, VTI Report 559, 2006.

[10] P. Remington, **Wheel/rail rolling noise, I: Theoretical analysis**, BBN Laboratories Incorporated, Cambridge, Massachusets, 1987.

[11] X. Xiao, X. Jin, X. Sheng, **A Hybrid Model for Noise Generation from a Railway Wheel Due to Wheel/Rail Impact**, Noise and Vibration Mitigation, NNFM 99, pp. 278–284, 2008.

[12] X. Zhang, **The directivity of railway noise at different speeds**, Journal of Sound and Vibration, 329 (2010), pp. 5273–5288.

[13] Кралов, И., К. Неделчев, И. Игнатов, **Експериментално изследване на шума, генериран при движение на колоос по релсов път**, Годишник на ТУ-София, бр. 62, София, 2012.

Автор: Иван Кралов, доц. д-р инж. - катедра „Механика“, Факултет по Транспорта, Технически Университет - София, Email address: *kralov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 01.02.2013 **Рецензент** доц. д-р Г. Полихронов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

БАЛАНС НА МОЩНОСТИТЕ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ГЕНЕРАТОРИ ЗА ВЯТЪРНИ ЦЕНТРАЛИ

Владимир Лазаров

Резюме: *Статията е посветена на експерименталното определяне на баланса на мощностите на електрически генератори, задвижвани с променлива скорост на въртене, използвани във вятърни електроцентрали. Изследвани са различни конфигурации генератори със силови електронни преобразуватели. Акцентира се върху синхронен генератор с електромагнитно възбуждане: с диоден изправител, с управляем изправител и с диоден изправител и повишаващ постояннотоков преобразувател, свързани към мрежата с инвертор. Тези конфигурации са сравнени с асинхронен генератор с навит ротор с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели в роторната верига. Показани са загубите в отделните елементи, както и КПД на различните конфигурации. Изследванията са извършени върху генератори с малка мощност. Въпреки общоизвестните разлики с мощните генератори може да се проследят определени тенденции.*

Ключови думи: *баланс на мощностите, генератори за вятърни централи, възобновяеми енергийни източници*

BALANCE OF THE POWER OF ELECTRIC GENERATORS FOR WIND FARMS

Vladimir Lazarov

Abstract: *The article deals with the experimental determination of the balance of power of variable speed electric generators used in wind farms. Different generator configurations with power electronic converters are being studied. Emphasis is placed on a synchronous generator with electromagnetic excitation: with diode rectifier, with diode rectifier and boost converter and with PWM rectifier, connected to the grid with an inverter.*
These configurations are compared with an asynchronous generator with a wound rotor, which has a bidirectional power electronic converter system in the rotor circuit. The losses of separate elements as well the efficiency of the different configurations are shown. The experimental study is done on small power generators. Despite the well known differences between small power and high power generators the article establishes the existence of certain trends.

Keywords: *balance of the power, generators for wind farms, renewable energy sources*

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Увеличаването на мощността на внедряваните ветрогенератори поставя редица проблеми пред тяхното експериментално изследване в етапа на проектирането им [1]. Изработването на образци с реални мощности е скъпо и рисковано, особено когато се касае за нови решения. Един ефикасен начин е изработването на модели с малки мощности. В този случай трябва да се държи сметка за разликата между моделите и резултатите, дължащи се на разликата в мощността.

По–надолу са показани опитни изследвания на загубите и КПД на различни конфигурации генератори със силови електронни преобразуватели.

Акцентира се върху синхронен генератор (СГ) с електромагнитно възбуждане: с диоден изправител, с управляем изправител и с диоден изправител и повишаващ постояннотоков преобразувател, свързани към мрежата с инвертор. Тези конфигурации са сравнени с асинхронен генератор с навит ротор или двойно захранван асинхронен генератор (ДЗАГ) с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели в роторната верига.

2. Сравнение между различни конфигурации СГ, работещ с различни схеми електронни преобразуватели

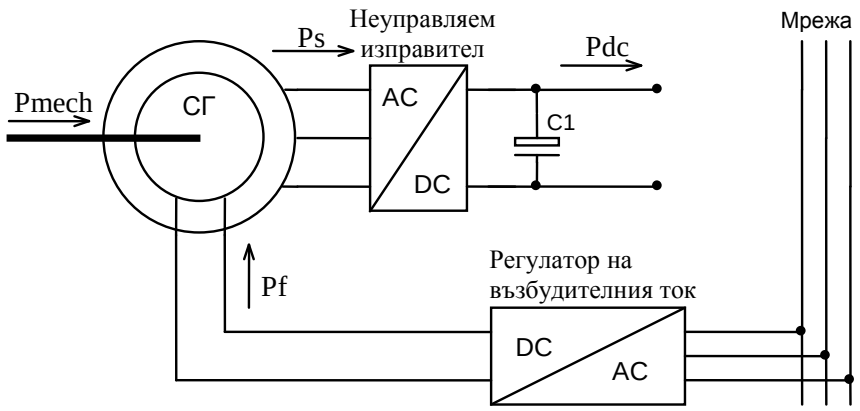
Направено е сравнение между различни конфигурации на синхронен генератор с електромагнитно възбуждане, работещ с различни схеми на електронни изправители. Генераторът е трифазен от типа MSM20 със следните параметри:

- обявено линейно напрежение 400V;
- обявен ток 2,2A;
- обявена мощност 1500W при cosφ=1;
- възбудителен ток 1,9A.

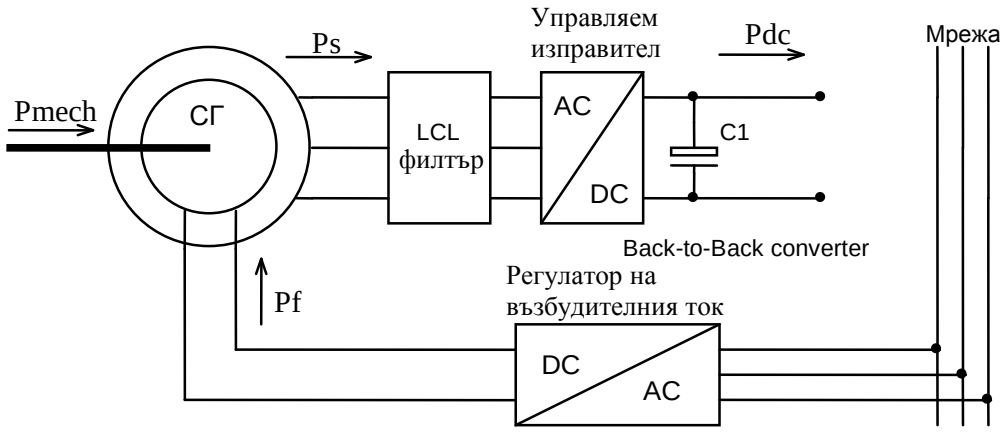
Генераторът се задвижва от тариран двигател за постоянен ток, управляван с електронен регулатор.

По-долу са показани резултатите от експериментално изследване на съвместната работа на СГ с три различни токоизправителя:

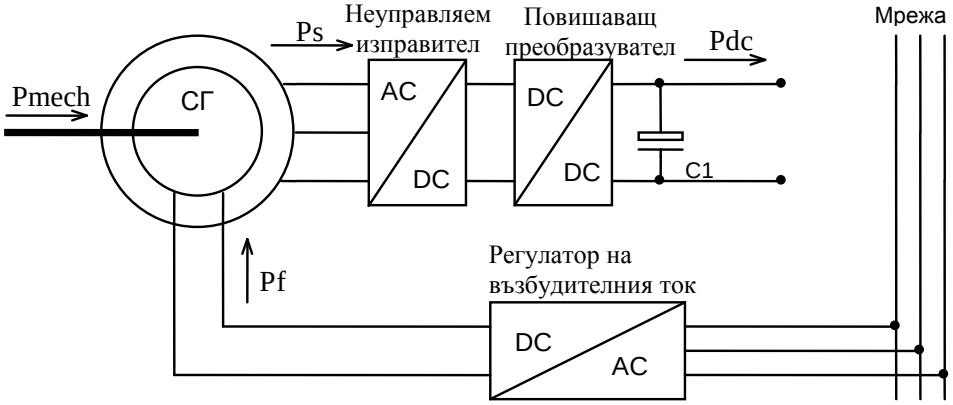
- мостов диоден изправител (ДИ- Diode rectifier - DR) с филтров кондензатор на изхода;
- комбинация от диоден изправител и повишаващ DC/DC преобразувател (DR+boost);
- активен изправител с ШИМ (PWM rectifier).



Фиг.1. Схема на система СГ – мостов диоден изправител – AC/DC (DR)



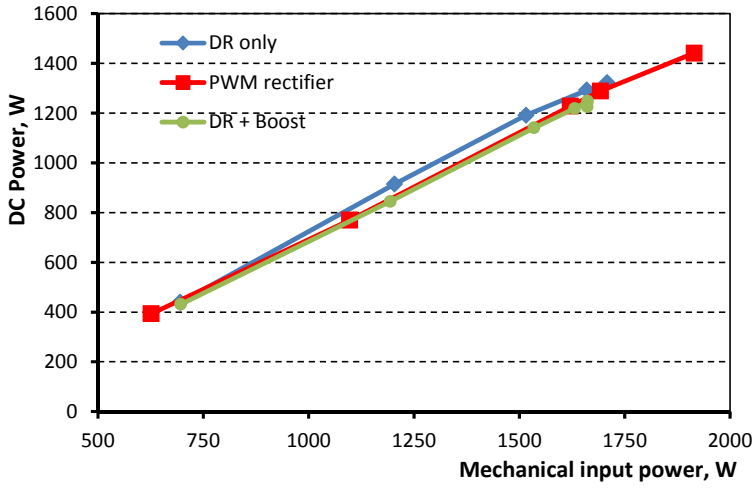
Фиг.2. Схема на система СГ – активен изправител с ШИМ (PWM rectifier)



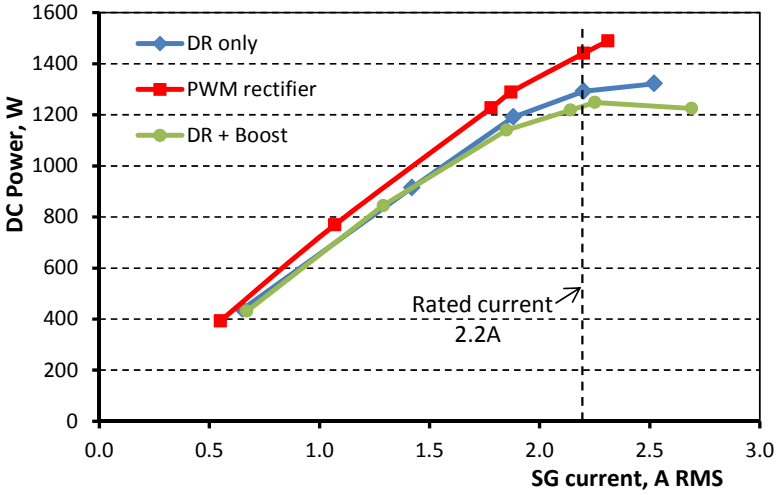
Фиг.3. Схема на система СГ с мостов диоден изправител - AC/DC и постоянно-токов повишаващ преобразувател - DC/DC (DR + boost)

Измерена е механичната мощност на вала на генератора P_{mech}, която е входяща мощност на системата СГ-изправител. Токоизправителят е натоварен с реостати и са измерени токът и напрежението, откъдето е изчислена електрическата мощност на изхода на изправителя.

На фиг.4 и фиг.5 са показани зависимостите на мощността на изхода на изправителя P_{DC} в зависимост от входящата механична мощност на СГ и от ефективната стойност на тока на СГ. Фиг.5 дава представа за съотношението на входящата и изходната мощност на системата.



Фиг.4. Мощност на изхода на изправителя в зависимост от входящата механична мощност на СГ при n=1500rpm – сравнение на различни типове изправители.



Фиг.5. Мощност на изхода на изправителя в зависимост от фазовия ток на СГ – сравнение на различни типове изправители.

Експериментите са проведени при постоянна скорост на въртене n=1500rpm и постоянна стойност на възбудителния ток на генератора I_f = 1,9A.

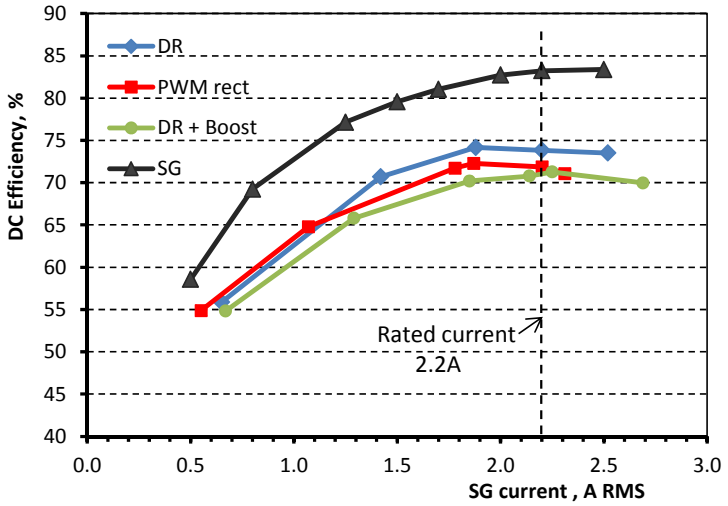
От фиг.5 може да се види, че при номиналния ток на машината активният изправител дава изходна мощност, която е с около 200W (13%) по-голяма от мощността на комбинацията ДИ-повишаващ преобразувател. Това се дължи на силно несинусоидалната форма на тока при натоварването на СГ с нелинеен товар, какъвто е диодният изправител [2,3]. Освен това първият хармоник на тока изостава от фазовото напрежение (веригата на СГ има индуктивен характер), което оказва размагнитващо въздействие върху машината.

Тези явления се избягват при използването на активния изправител с ШИМ, защото токът на генератора има почти синусоидна форма с малък хармоничен състав. Благодарение на разделеното управление на активната и реактивната съставка на тока СГ работи с cosφ=1 и няма размагнитваща реакция на тока.

На фиг.6 за показани кривите на кпд на системата СГ-изправител за трите разглеждани случая. КПД е дефиниран по следния начин:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{mech} + P_f}.100\,\%, \quad (1)$$

където P_f е мощността за възбуждане.



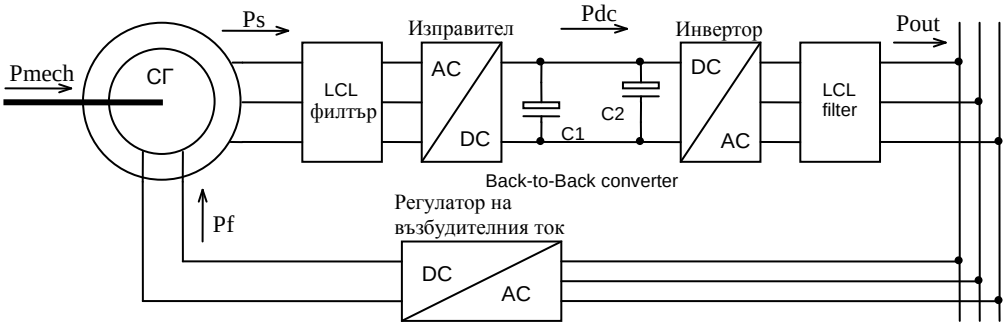
Фиг.6. КПД в зависимост от фазовия ток на СГ.
Сравнение на различни типове изправители и на генератора.

Вижда се, че системата, която има само с диоден изправител има най-висок КПД. Това се дължи на наличието на загуби в електронните преобразуватели при другите две системи. Тези загуби понижават общия КПД на системите.

3. Сравнения между СГ с активен изправител и инвертор и ДЗАГ

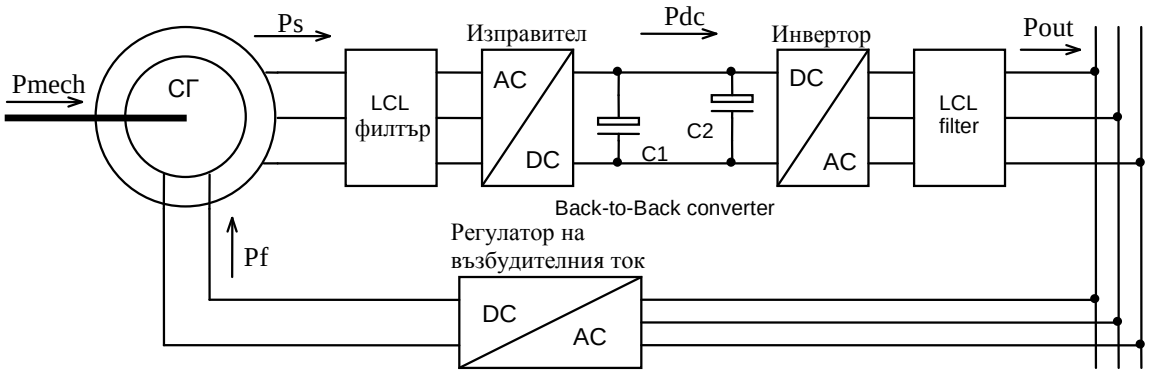
В този раздел са направени сравнения между три конфигурации на генератори за ветроенергийни системи. Сравненията са на базата на експериментални изследвания, като са сравнени енергийните показатели на системите. Разгледани са три най-често използвани конфигурации при ветрогенераторите с променлива скорост на въртене:

- СГ с активен изправител и инвертор, свързан към мрежата, т.нар. „Back-to-Back” – BtB преобразувател (фиг.7).



Фиг.7. Схема на СГ с двупосочно проводяща система от електронни преобразуватели.

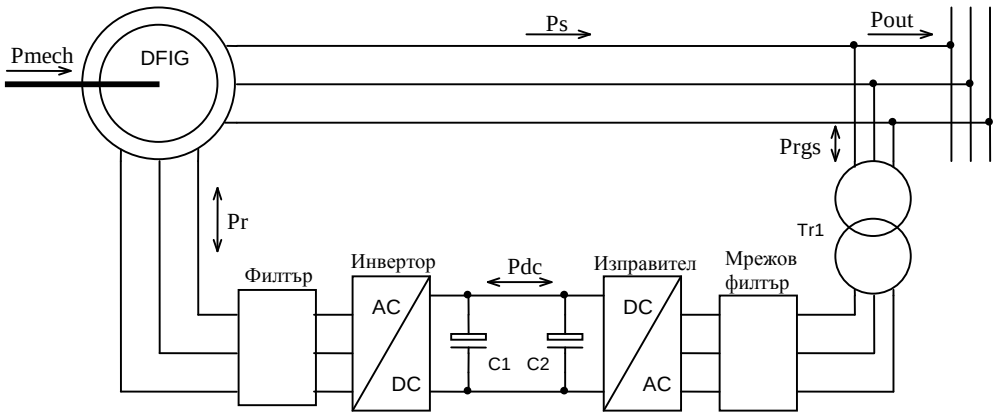
- СГ с неуправляем диоден изправител, повишаващ DC/DC преобразувател и инвертор за връзка с мрежата (фиг.8). На фиг.9 е показана снимка на стенда за изпитване на синхронния генератор с електронните преобразуватели.



Фиг.8. Схема на СГ с неуправляем изправител, повишаващ постояннотоков преобразувател и инвертор.

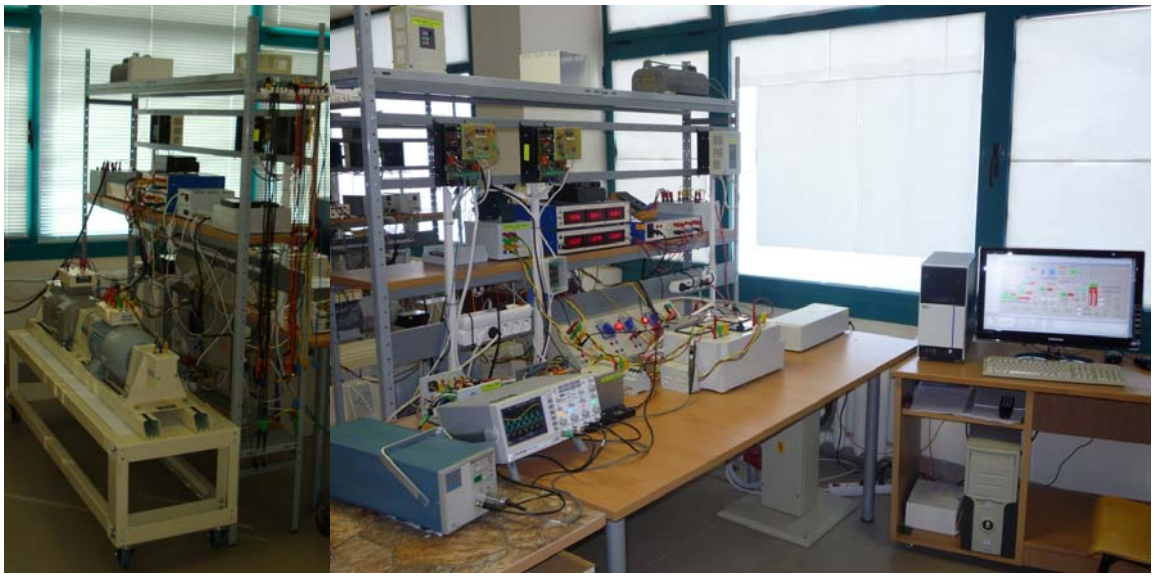
Фиг.9. Снимка на стенд за изпитване на синхронен генератор съвместно с електронните преобразуватели

- Двойно захранен асинхронен генератор с управление в роторната верига (ДЗАГ) (фиг.10) [4]. В стенда 3-фазната асинхронна машина тип MAT20, е с данни - 1500W, 400V, 3,6A, cosφ= 0,7, 1413rpm, (данните са за режим на двигател).



Фиг.10. Схема на двойно захранен асинхронен генератор.

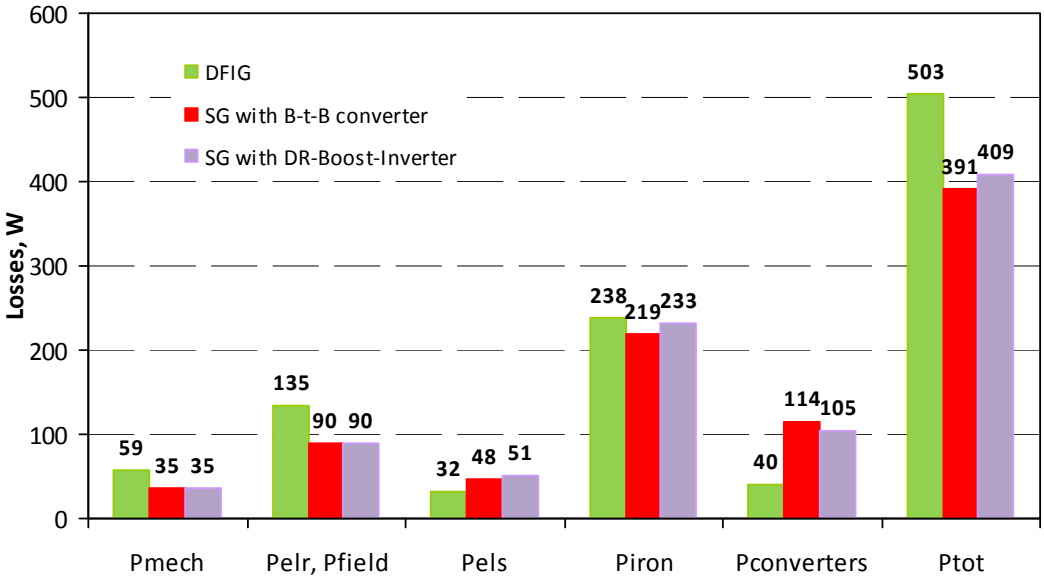
На фиг.11 е показана снимка на стенда за изпитване на двойно захранения асинхронен генератор с електронните преобразуватели.



Фиг.11. Снимка на стенд за изпитване на двойно захранен асинхронен генератор.

Резултатите са получени като са изследвани различни режими на работа на машините и преобразувателите и са направени измервания на мощностите в различни точки на системите. Там където мощностите не могат да се измерят директно, са изчислени от токовете и напреженията. Механичните мощности са определени с метода на тарирания двигател.

На фиг.12 е показано сравнение на разпределението на загубите в трите изследвани системи при еднаква изходяща мощност и една и съща скорост на въртене. Вижда се, че общите загуби в системата ДЗАГ са най-големи. Разликата между двете системи със СГ е твърде малка, като по-добри показатели има системата с “B-t-B”.



Фиг.12. Сравнение на разпределението на загубите при изходна мощност 1200W и скорост 1500 rpm.

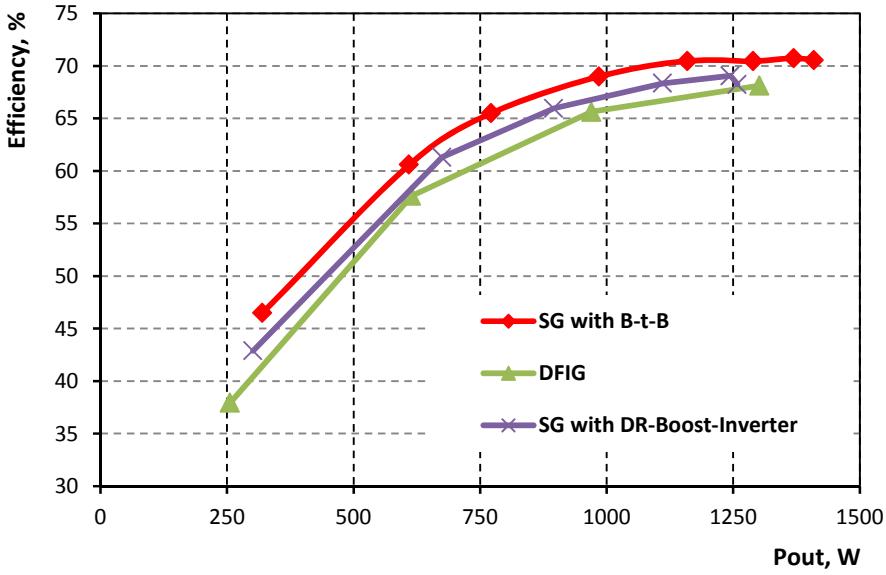
На фиг.13 е показано сравнение на общия КПД в зависимост от изходната мощност (P_{out}) при постоянна скорост на въртене. КПД при системите със СГ е определен така

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{mech} + P_f}.100 \quad (2)$$

КПД при ДЗАГ е дефиниран по следния начин:

$$\eta = \frac{P_s + P_{rgs}}{P_{mech}}.100 \quad (3)$$

където P_s е статорната мощност, а P_{rgs} – мощността на роторната верига (виж фиг.3).

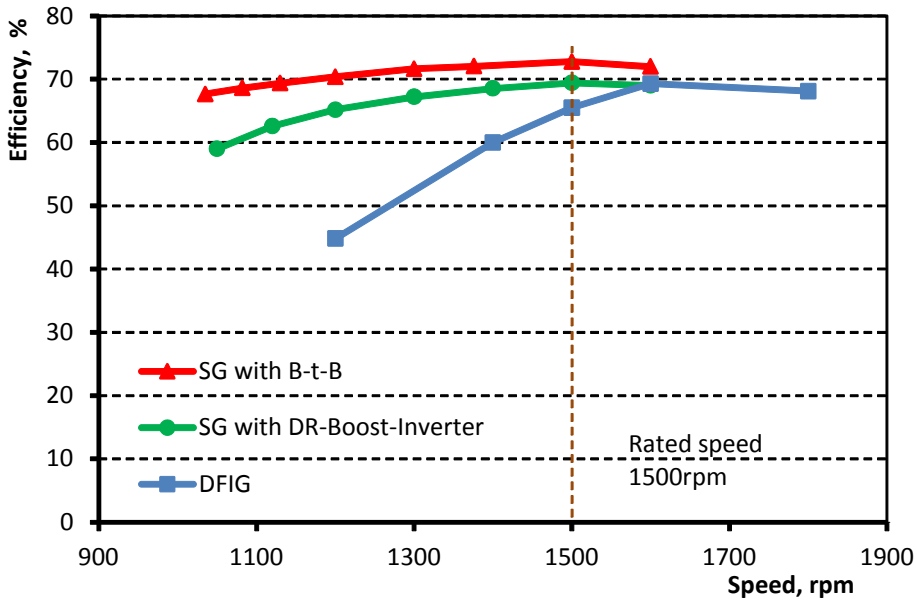


Фиг.13. Сравнение на общия КПД в зависимост от изходящата мощност при постоянна скорост (1500rpm).

Резултатите показват предимство на СГ с „B-t-B". Вижда се невъзможността на системата с диодния изправител да работи ефективно при мощност, по-голяма от 1250W, пак поради причините, изтъкнати по-горе – несинусоидален ток и тенденция към размагнитване на машината.

На фиг.14 са показани криви на общия КПД в зависимост от скоростта на въртене при приблизително постоянна изходна мощност. Опитите са направени при константен възбудителен ток на СГ, равен на номиналния и фактор на мощността в статора на АСГ, равен на 1.

Отново най-добра е системата с активния изправител, втора по този показател е системата с ДИ и повишаващия преобразувател, а най-ниско стои кривата на системата с ДЗАГ. Забелязва се, че ефективността на преобразуването при промяна на скоростта при системите със СГ се запазва висока при значително намаляване на скоростта, докато при ДЗАГ-КПД намалява забележимо. Това може да се обясни с увеличаването на мощността, която се въвежда в роторната верига при увеличаване на хлъзгането в подсинхронната област.



Фиг.14. Сравнение на общия КПД в зависимост от скоростта на въртене при изходящата мощност ≈1200W.

4. Заключение

Направено е експериментално сравнение между различни конфигурации на електрически генератори със силови електронни преобразуватели, използвани за преобразуване на вятърната енергия в електрическа, като акцентът е поставен на изследването на загубите в отделните елементи и КПД като цяло.

Трябва да се подчертае, че изследваните машини са за обща употреба т.е. не са специални, каквито са машините за ветрогенераторите. От друга страна те са с малка, но еднаква мощност. Въпреки добре известните разлики между малките и големите машини, могат да се проследят определени тенденции. Не са разглеждани икономическите аспекти и не са правени ценови сравнения .

Вижда се, че КПД на различните конфигурации е близък, в рамките на няколко процента. Предпочитание трябва да се отдаде, все пак на синхронните генератори с двупосочни управляеми преобразуватели, които в специално изпълнение биха имали още по-висок КПД.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Lazarov V., Zarkov Z., Puleva T., Spirov D., Stoyanov L. (2008), ***Modeling environment for research of renewable energy sources operation in power limited energy systems***, Advances in Bulgarian Science, vol. 1, NCID 2008, pp. 24-31

[2] Ivan, J. (1998), ***Modeling and Control of a Synchronous Generator with Electronic Load***. M.Sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 1998

[3] Lazarov,V., Roye D., Zarkov Z., Spirov D. (2009), ***Analysis of DC Converters for Wind Generators***, Journal Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics, vol. 22, August 2009, Nis, Serbia, pp.235 – 244

[4] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L. (2012), Experimental study of losses in doubly fed induction generator, Proc. of COFRET'12, Sozopol, 2012, pp. 321 – 326

Автор: Владимир Лазаров, доцент д-р инж. - катедра " Електрически машини", Електротехническия Факултет, на Технически Университет - София, E-mail address: *vl_lazarov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ФОТОВОЛТАИЧНА СИСТЕМА, СВЪРЗАНА С МРЕЖАТА И СЛЕДЕНЕ ТОЧКАТА НА МАКСИМАЛНА МОЩНОСТ

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев, Брюно Франсоа

Резюме: *В статията е описана фотоволтаична система, свързана към електрическата мрежа, която използва контролер за следене на точката на максималната мощност. Създаден е подробен симулационен модел на системата, заедно с управлението. Изследвани са алгоритми за следене на максималната мощност, основани на предефинирани криви и с размита (fuzzy) логика. Показани са резултати от симулациите, които доказват работоспособността на моделите при рязко променящи се метеорологични условия и адекватността на избраните подходи. Симулационните резултати от еднофазната система са сравнени с експериментални данни.*

Ключови думи: *фотоволтаична система, следене на точката на максималната мощност, fuzzy logic контролер*

GRID-CONNECTED PV SYSTEM WITH MPPT CONTROL

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François

Abstract: *This paper presents analysis of a grid-connected PV system with Maximum Power Point Tracking (MPPT) control. A detailed simulation model of single-phase and a three-phase system with MPPT control is created. Two MPPT methods are studied, a fuzzy logic-based and a model-based MPPT using lookup tables. Simulations are performed to test the controller's capability of tracking the MPP when sudden variations in weather conditions occur. Simulation results of the single-phase system are compared to experimental measurements.*

Key words: *PV system, fuzzy MPPT controller*

1. Introduction

The I-V curve of a PV array under constant irradiance is similar to the characteristic shown in fig.1. On this curve there is a unique point, called maximum power point (MPP) at which the array produces the maximum power output. This point changes when variations in the solar irradiance occur (fig.2). If a PV array is directly connected to a load or a battery, the system's operating point will be different from the MPP. A solution to this problem is the introduction of a DC-DC converter, connected

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

to the PV array, so that the PV array operating voltage and current are independent of the load and are maintained at the MPP by appropriate control. The location of the MPP is not known a priori, due to the fact that this point changes in function of the solar irradiance and cell temperature, as demonstrated on fig.1 and fig.2.

Numerous Maximum Power Point Tracking (MPPT) control algorithms have been proposed in the last decades [1] - [4]: perturb and observe; open circuit voltage; pilot cell; incremental conductance; parasitic capacitance etc.

By now, the most commonly used algorithm in commercial PV inverters is the Perturb and Observe method (P&O) [1]. However, researches demonstrate that the incremental conductance method reaches results similar to the P&O, so it is difficult to say which one is better [2], [3].

There are numerous studies on implementation of a fuzzy logic controller to track the MPP of photovoltaic arrays [5] - [8], however it is difficult to find a model of the whole conversion chain: PV array, DC-DC converter with fuzzy logic-based MPPT and inverter. Nevertheless, most of the studied fuzzy logic MPPT trackers are either implemented on a small PV system with a single phase inverter, or implemented directly on the 3-phase inverter current control, in a PV system without boost converter [8]. For these reasons, in the present paper we propose a fuzzy logic-based MPPT that controls the current drawn from the PV array through a boost DC-DC converter. Then we propose a second study: a model-based MPPT with lookup tables. These MPPT methods are tested on a single-phase PV system with a maximum power output of 270 Wp and on a three-phase system with a maximum power output of 9 kWp.

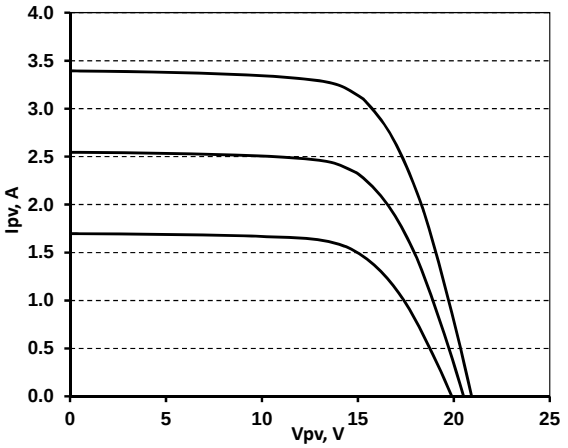


Fig.1. I-V curve of a PV module at different solar irradiations

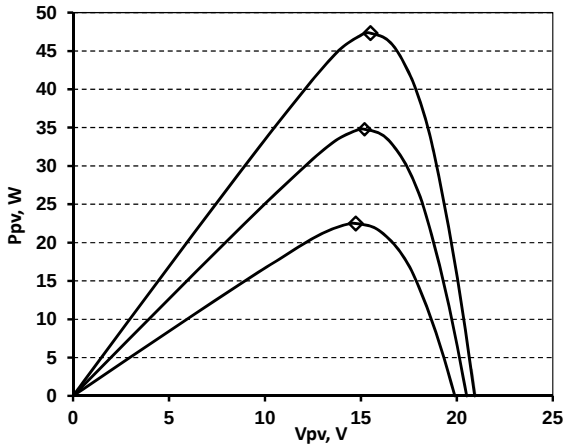


Fig.2. PV power as a function of the voltage at different solar irradiations.

2. Methods for PV maximum power point tracking

When using P&O method, the PV array current (or voltage) is perturbed by a small increment (ΔI or ΔV) and the resulting change in power (ΔP) is measured. If ΔP is positive, the next perturbation is also in this direction (with same algebraic sign). If ΔP is negative, the system's operating point has moved away from the MPP, thus the sign of the perturbation will be changed in order to step back, towards the MPP (see fig.1 and fig.2).

Despite of its advantages, this method has certain limitations:

- It becomes difficult for the MPPT algorithm to find the location of the MPP at low solar irradiances because the MPP curve flattens out.

- The P&O algorithm doesn't locate the MPP, but oscillates around it, changing the sign of the perturbation after each measurement.

Finally, it is known that most of the P&O implementations can have random behaviour under rapidly changing solar irradiance [1].

Other popular MPPT methods are:

- Open circuit voltage, which uses the ratio of the array's MPP voltage to its open-circuit voltage [2].
- Short-circuit current method [3]: uses short-circuit current instead of open-circuit voltage.
- Pilot cell method. Here the open circuit voltage or short-circuit current method is used, but on a single PV cell rather than on the whole array.
- Incremental conductance method is based on the fact, that at the MPP the derivative of the power, as a function of the voltage is zero (fig.1 and fig.2) [4]. The main advantage of this method against the P&O method is that it can decide in which direction to perturb and can locate the MPP exactly, instead of oscillating around it.
- Parasitic capacitance. This method is similar to the incremental conductance but the effect of the cell's parasitic junction capacitance is taken into account [4].

3. MPPT using fuzzy logic controller

The fuzzy logic is a form of many-valuated logic. It deals with reasoning that is rather approximate than fixed and exact. In contrast with traditional logic, it can have varying values. Fuzzy logic variables can have a truth value that ranges in degree between 0 and 1 (completely false and completely true). This makes it far more flexible than binary logic, where sets have two-valued logic: true **or** false.

A basic application of fuzzy logic might characterize sub ranges of a continuous variable. For example a temperature measurement can have several separate membership functions defining particular temperature ranges: PB - Positive big, PM - Positive Middle, PS - Positive Small, ZE - Zero, NS - Negative Small, NM - Negative Middle and NB - Negative Big .

In this research fuzzy logic is used to search for the MPP of a PV array under changing solar irradiance and temperature. A fuzzy logic-based MPPT is robust and with simple design. This method does not require exact knowledge of the PV-array, in other words, the same MPPT controller could be used for several different PV arrays [5]-[8]. The main parts of a fuzzy logic controller (FLC) are fuzzification, rule-base, inference and defuzzification (fig.3).

In the studied system, input variables of the fuzzy logic controller are the change in array's power ΔP_{pv} and change in the array current ΔI_{pv} (see fig.6). The output of the FLC is the magnitude of the change of boost converter current reference ΔI_{ref}. This

reference is the command for controlling the current drawn from the PV array.
The flow chart of the proposed FLC is presented in fig.4 and the fuzzy logic rules are presented in table 1. The variables are fuzzificated using linguistic values. The proposed algorithm is a variation of the P&O method. It perturbs the PV array current reference with a small value ΔI_{ref}, observing the change in PV array's power ΔP_{PV}. If a positive perturbation is applied in I_{ref} and the variation is positive ($\Delta P_{PV}>0$), the FLC will continue increasing I_{ref} until ΔP_{PV} becomes zero. On the other hand, if an increment in I_{ref} results in a decrease in PV power, the FLC will "step back" the PV array current reference until the derivative of the array power is zero, thus the MPP is reached.

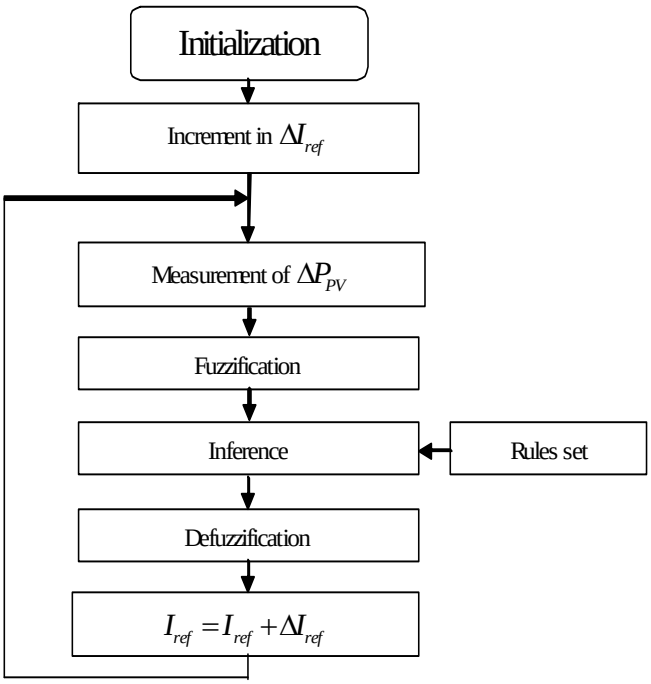


Fig.3. Flow chart of the proposed FLC

Table 1. Rules of the proposed FLC

Rule no.	If ΔP_{PV}	and ΔI_{PV}	Then ΔI_{ref}
1	PB	P	PB
2	PM	P	PM
3	PS	P	PS
4	ZE	P	PS
5	NS	P	NS
6	NM	P	NM
7	NB	P	NB
8	PB	ZE	PB
9	PM	ZE	PM
10	PS	ZE	PS
11	ZE	ZE	ZE
12	NS	ZE	NS
13	NM	ZE	NM
14	NB	ZE	NB
15	PB	N	NB
16	PM	N	NM
17	PS	N	NS
18	ZE	N	NS
19	NS	N	PS
20	NM	N	PM
21	NB	N	PB

4. Model-based MPPT using lookup tables

This MPPT strategy uses a model of the photovoltaic panel, which determines the curves of the power in function of the current or of the voltage for different global radiations and ambient temperatures. The maximum power point is extracted from those curves and it is possible to form a control surface. Thus, the current (or voltage) reference value for the actual meteorological conditions is determined in real time. As the DC-DC converter control in the studied PV system uses the current as a controlled variable, the surface in this study represents the current in function of the ambient temperature (T_a) and the global solar radiation (G_a) (fig.4).

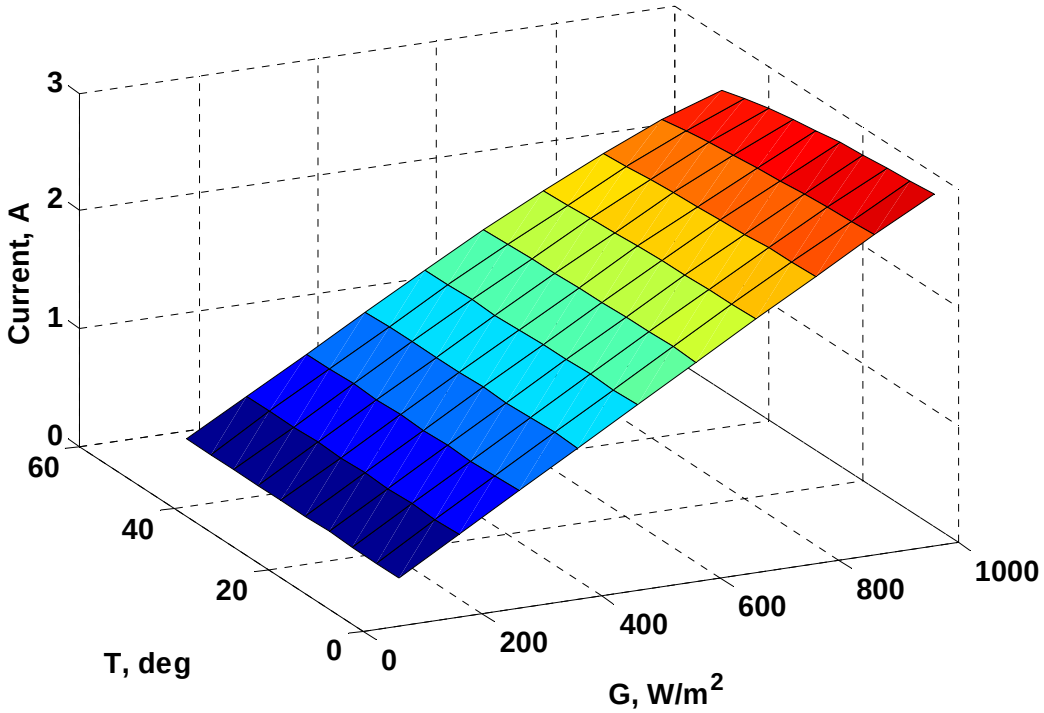


Fig.4. Control surface of the proposed model-based MPPT

5. Presentation of the studied system

In this research two PV systems have been studied. A common block diagram of the two systems is presented in fig.5. In both systems the PV array is connected to the inverter via a step-up DC-DC converter, which carries out the MPPT control.

The first system is connected to the grid through a three-phase inverter and has 8 parallel PV strings, each of 25 panels with total maximum power 9kWp.

The second system is connected to the grid through a single phase inverter. It has 2 parallel strings, each of 3 panels with total peak power of 270Wp.

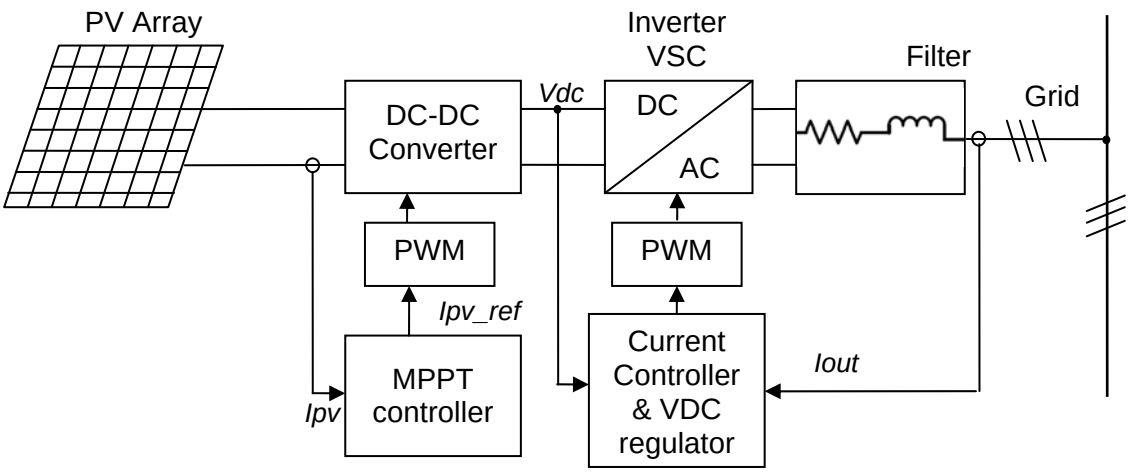


Fig.5. Block diagram of the studied system with MPPT controller

The studied systems are modelled in Matlab/Simulink. Models of the system components are presented below.

5.1. Photovoltaic array model

The model of the photovoltaic panel is based on the one-diode equivalent circuit detailed in our other publications [9]. This model uses as input variables the solar radiation G, the ambient temperature T and the module voltage V_M to calculate the module current I_M. It is considered that all panels are identical and are subject to the same meteorological conditions. The PV modules used in the simulation are of type PWX500 from Photowatt, France.

5.2. DC-DC converter model

The DC-DC converter is "step-up" (boost) type in order to increase the PV array voltage to a level, which ensures correct operation of the inverter. The circuit is presented in fig.6.

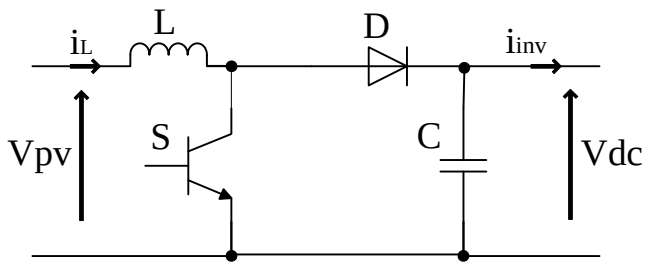


Fig.6. Step-up converter circuit

The modelling equations, obtained by the Kirchhoff's laws, are

$$\left|\begin{array}{l} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L_b}\left[V_{bi} - (1-d)V_{DC}\right] \\ \dfrac{dV_{DC}}{dt} = \dfrac{1}{C_{DC}}\left[(1-d)i_L - i_{inv}\right] \end{array}\right. \qquad (1)$$

where i_L is the input current (equal to the PV array current), L_b is the boost inductance, V_{bi} is the input voltage (equal to the PV array voltage), d is the switch state, V_{DC} is the boost output voltage, C_{DC} is the DC-link capacitor and i_{inv} is the inverter input DC current. This model uses the input voltage and the output current as input variables and the input current and the output voltage are calculated.

5.3. Grid-tied inverter model

The first studied system comprises a three-phase grid-tied inverter. The inverter is Voltage Source Converter (VSC) with current control by the grid side. The link between the VSC and the grid is an inductive filter (see fig.5) necessary for current filtering. The control is based on a symmetric sinusoidal PWM. The three-phase inverter model determines the voltages on the alternative current side V_{s1n}, V_{s2n} and V_{s3n} using the formulae [10]

$$V_{s1n} = \frac{2}{3}.\gamma_1.V_o - \frac{1}{3}.\gamma_2.V_o - \frac{1}{3}.\gamma_3.V_o$$
$$V_{s2n} = -\frac{1}{3}.\gamma_1.V_o + \frac{2}{3}.\gamma_2.V_o - \frac{1}{3}.\gamma_3.V_o \quad (2)$$
$$V_{s3n} = -\frac{1}{3}.\gamma_1.V_o - \frac{1}{3}.\gamma_2.V_o + \frac{2}{3}.\gamma_3.V_o$$

where γ_i ($i \in [1,3]$) are the inverter branches states and V_0=0.5V_{DC} is the inverter input DC voltage.

The single-phase inverter is described in details in previous authors' works [11]. It consists of full-bridge transistor VSC and LCL filter. The VSC is controlled by bipolar PWM. Same as above (2), the expression for the output voltage of the inverter is

$$V_{1n} = \gamma.V_{DC} \quad (3)$$

where γ = -1 or 1 is the inverter state. Thus the output voltage of the VSC is $-V_{DC}$ or $+V_{DC}$.

6. Simulation results

Various simulations were performed with the two created models – of a 3-phase system and single-phase system and with both MPPT methods - with fuzzy logic and model-based MPPT using lookup tables. The main results from simulations are presented thereinafter. A comparison between simulation results and experimental data from the single-phase system is presented in table 2. Results show a good match between both of the simulated MPPT methods and experimental tests using a commercial inverter with MPPT on the same PV array as in the computer model.

Table 2. Simulation results, compared to experimental data

	Simulation Fuzzy logic	Simulation Lookup table	Experimental data
G= 420 W/m², T=30 ºC	P_{PV}= 114.3W	P_{PV}=114.3W	P_{PV}=93.5W
G= 730 W/m², T=37.7 ºC	P_{PV}=159.3W	P_{PV}=159.5W	P_{PV}=149.3W
G= 783 W/m², T=23.3 ºC	P_{PV}=191.2W	P_{PV}=191.3W	P_{PV}=181.7W
G= 866 W/m², T=31 ºC	P_{PV}=185.2W	P_{PV}=185.3W	P_{PV}=184.9W
G= 904 W/m², T=28.8 ºC	P_{PV}=193.3W	P_{PV}=194.3W	P_{PV}=201W

Fig.7 shows the curves of variables for the 3-phase system with fuzzy-logic MPPT controller tested with real meteorological data for 90 minutes.

In fig.8 and 9 are presented simulation results of both MPPT controllers with an artificial profile of solar irradiation and temperature. The aim of this simulation is to test the capabilities of the MPPT controllers to follow the MPP under sudden changes of solar radiation and temperature. As can be seen, both of them follow the MPP with good precision even by sudden and profound changes in weather conditions (i.e. solar irradiation changing from 1000 to 250 W/m² in under 0.5 s and then raising back to

800 W/m²). Sudden changes in the temperature also do not disturb the MPPT controllers. As presented on fig. 9 and 10, with the temperature falling down with 15°C in one second, both MPPT controllers succeed in tracking down the new MPP.

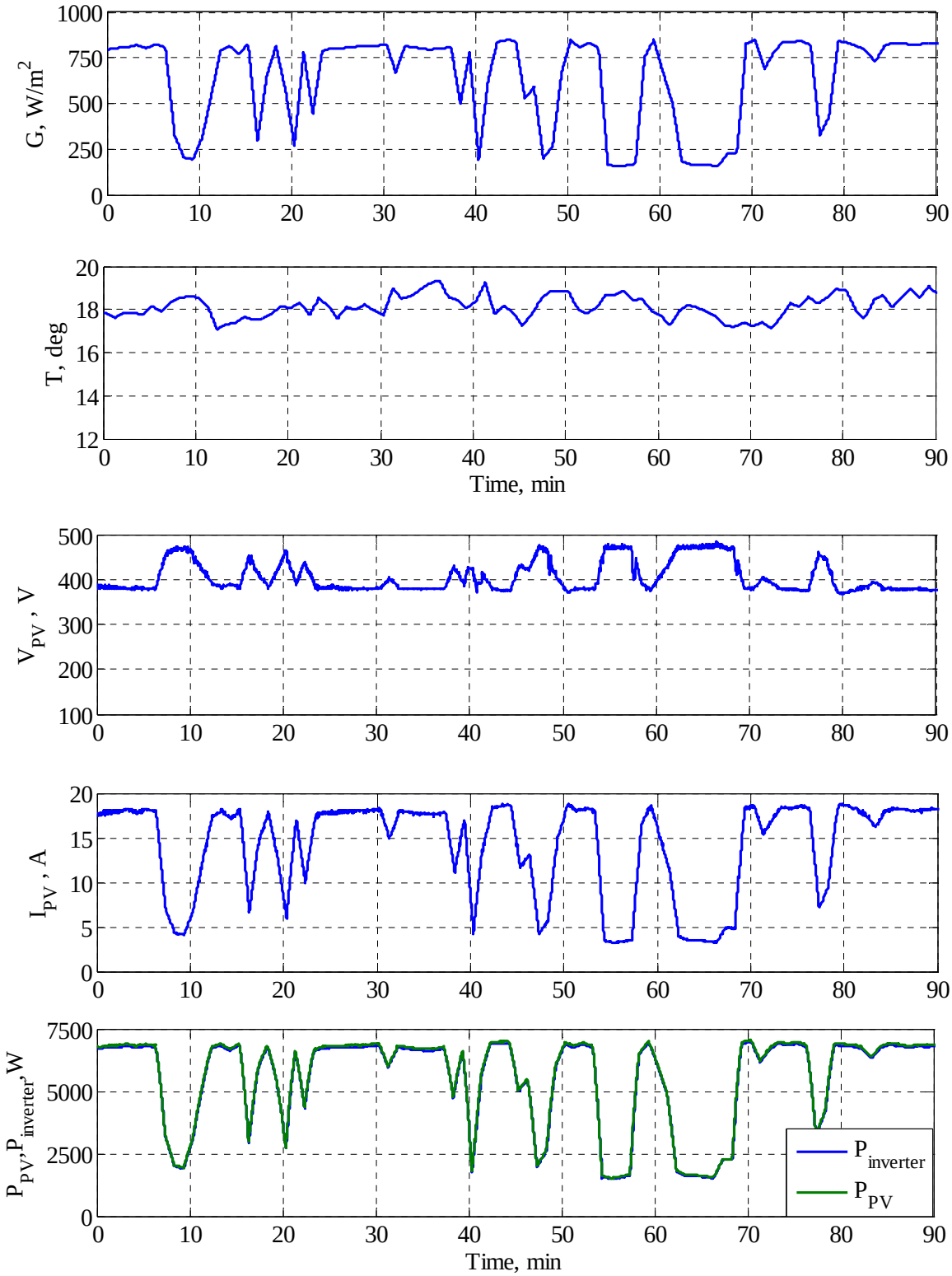


Fig.7. Results for 3-phase system with real meteorological data as input

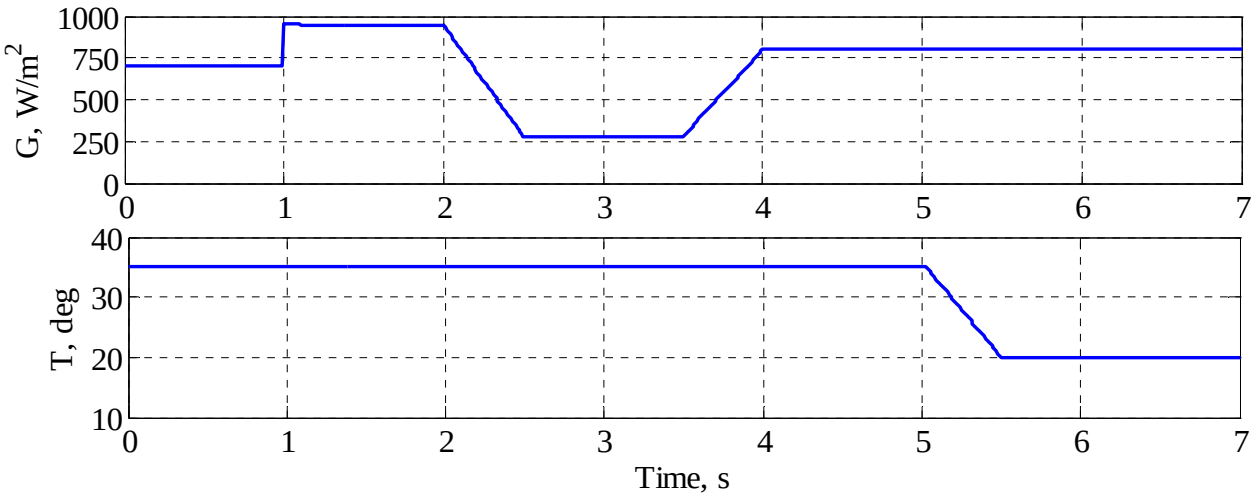


Fig.8. Global radiation and temperature profiles for testing the MPPT controllers

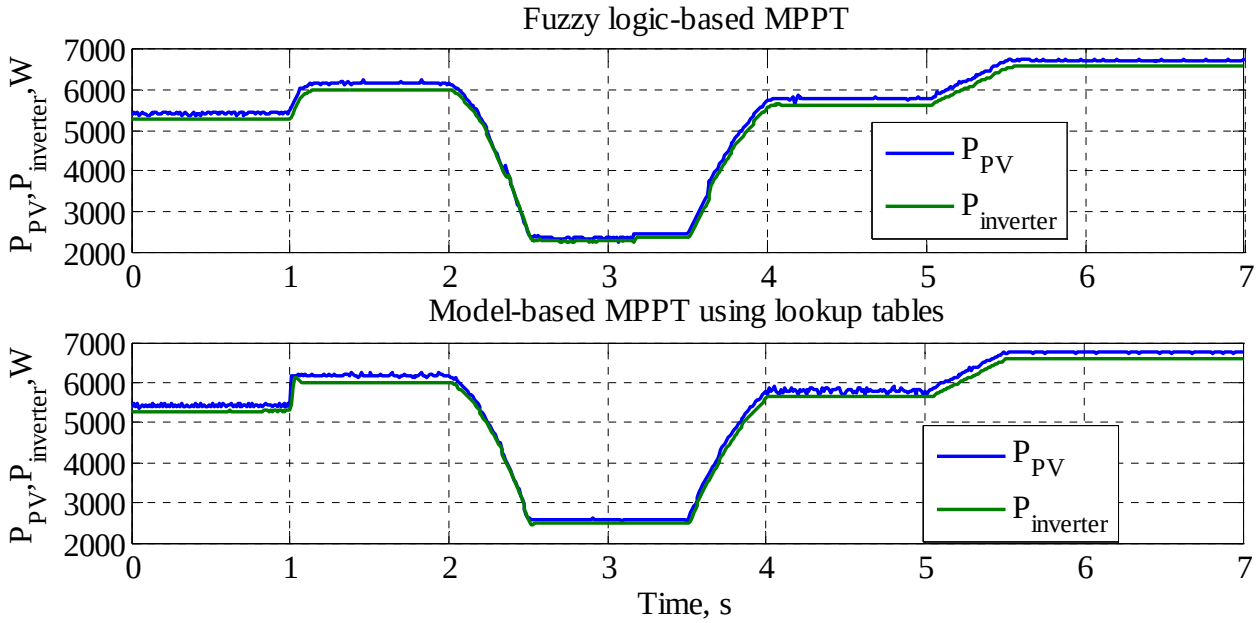


Fig.9. Simulation results of a three-phase system with two MPPT controllers

7. Conclusions

A grid-connected PV system with MPPT control through the boost converter current is presented and analyzed in this paper. Two methods for MPPT are studied: fuzzy logic-based and model-based MPPT with lookup tables. These techniques have been applied to two separate system models: a three-phase system with 9kWp peak power and a single-phase system with a peak power of 270Wp. Simulations were performed with an artificial profile of global radiation and temperature in order to test the capabilities of the MPPT algorithms when sudden variations in these parameters occur. Then, the models were tested with real meteorological data as input. The simulation results demonstrate proper operation of both MPPT approaches in any situation. Simulation results for the single-phase system were compared to experimental tests on a real PV system with the same parameters. Results from the simulations match experimental data, collected from measurements of the real system.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support under contract DUNK 01/3.

REFERENCES

[1] Hohm D. P. and Ropp M.E., Comparative of maximum power point tracking techniques, Progress in photovoltaics: Research and applications journal, vol. 11 (2003), pp. 47-62

[2] Faranda R., Leva S., Energy comparison of MPPT techniques for PV systems, WSEAS Transactions on Power Systems, issue 6, vol.3, 2008

[3] Azevedo G.M.S., Cavalcanti M. C., et al., Evaluation of maximum power point tracking methods for grid connected photovoltaic systems, proceedings of the IEEE Power Electronics specialists Conference 2008 (PESC'08), 15-19 June 2008, island of Rhodes, Greece

[4] Jain S. and Agarwal V., Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems, IEEE Transactions in electric Power Applications, vol.1, no.5, pp.753-762, 2007

[5] Chin C.S., Neelakantan P., et al., Fuzzy logic-based MPPT for Photovoltaic Modules influenced by solar irradiation and cell temperature, proceedings of the 13th International Conference on Modelling and Simulation UKSim, 2011

[6] Takun P., Kaitwanidvilai S. and Jettanasen C., Maximum power point tracking using fuzzy logic control for photovoltaic systems, proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS'11), 16-18 March 2011, Hong Kong, China

[7] Farhat M. and Sbita L., Advanced fuzzy MPPT control algorithm for photovoltaic systems, Science Academy Transactions on Renewable energy Systems Engineering and Technology, vol. 1, no.1, 2011, pp. 29-36

[8] Alonso-Martinez, J., Arnaltes., S., A three-phase grid-connected inverter for photovoltaic applications using fuzzy MPPT, Fuzzy logic controller for the maximum power point tracking in photovoltaic system, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), vol. 2, issue 1, pp. 104-107, 2012

[9] Lazarov V., Z. Zarkov, L. Stoyanov, H. Kanchev, Modeling of photovoltaic panels for MPPT purposes, IV-th Scientific Conference Electrical Faculty 2012, 28 September - 1 October 2012, Sozopol, Bulgaria, book 2, pp. 6-16, 2012

[10] Pires V.F., Silva F.A., Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using MATLAB/SIMULINK, IEEE Transaction on education, vol. 45, n. 3, pp.253-261, 2002

[11] Lazarov V., Z. Zarkov, H. Kanchev, Grid-connected single-phase inverter for renewable energy sources, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 59, book 2, 2009

Authors: Vladimir Lazarov is Associated Professor in the Faculty of Electrical Engineering of the Technical University of Sofia and is responsible for the "Laboratory on Renewable Energy Sources", E-mail address: *vl_lazarov@tu-sofia.bg*

Zahari Zarkov is Associated Professor in the Faculty of Electrical Engineering of the Technical University of Sofia, E-mail address: *zzza@tu-sofia.bg*

Ludmil Stoyanov is assistant professor at the Technical University of Sofia, E-mail address: *ludiss@tu-sofia.bg*

Hristiyan Kanchev is PhD student at the Technical University of Sofia and Ecole Centrale de Lille, E-mail address: *hkanchev@tu-sofia.bg*, *hkanchev@ec-lille.fr*

Bruno François is a Professor at the department of Electrical Engineering at Ecole Centrale of Lille, France.

Постъпила на 17.04.2013 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ДВУФАЗНА НЕИЗОТЕРМИЧНА СТРУЯ ИЗТИЧАЩА ВЪВ ВИСОКО ТЕМПЕРАТУРНА СРЕДА. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОСНОВАТА НА МЕТОДА НА КРАЙНИТЕ РАЗЛИКИ - ЧАСТ 1: МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ

Росица Величкова

Резюме: *В настоящата работа са приведени основните уравнения за двуфазна неизотермична струя, изтичаща във високотемпературна среда. Системата уравнения е приведена в безразмерен вид и са дадени граничните условия на задачата.*
Ключови думи: *числено моделиране, метод на крайните разлики, дискретизация на модела*

TWO - PHASE NON-ISOTHERMAL JET LEAKAGE IN HIGH TEMPERATURE MEDIUM. INVESTIGATION BASED ON THE METHOD OF FINITE DIFFERENCES - PART 1: MATHEMATICAL MODEL

Rositsa Velichkova

Abstract: *In the present work are given the basic equations for two-phase non-isothermal stream flowing in the high temperature environment. System of equations is put into dimensionless form and also is given the boundary condition of the task.*

Keywords: *numerical investigation, finite difference method, discretization of the model*

1. Въведение. Двуфлуиден модел на течението

Задачата за разпространение на двуфазна турбулентна струя представлява интерес от инженертната практика. Като примери може да се посочат вдухването на прахообразно гориво в парните котли, при редица технологии на химическата и хранителновкусовата промишленост, при пожарогасенето (прахови пожарогасители или използване на разпръсната течна струя) и др.

При гасенето на пожара особено в началният му стадий се използват пожарогасители заредени с прахообразно гориво, т.е се получава двуфазна струя, която изтича в газова (димна) среда с висока температура и ниска плътност.

Двуфлуидния модел се основава на хипотезата на Ландау за възможностите в един и същ обем да съществуват два флуида с различаващи се параметри. Всеки един от тези флуиди във всяка една точка от течението, във всеки момент от време притежават собствена скорост, плътност и температура. Така възприетия подход позволява при математическия модел да се използват уравненията от Рейнолдсов вид приложени за всяка една от фазите. Връзката между двете сис-

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

теми уравнения записани за отделните фази са силите на междуфазово взаимодействие, в които основен елемент е релативната скорост между фазите:

$$\overrightarrow{V_p} = \overrightarrow{V_g} - \overline{V_p} \tag{1}$$

Въвежда се следното ограничително условие: течението на фазата на примесите се разглежда като движение на неплътно множество от частици, което обуславя времето за релаксация(възстановяване на първоначалните параметри) между два последователни удара на частиците примеси е винаги по времето от два последователни удара:

$$\tau_r < \tau_y \tag{2}$$

Заради това отпада необходимостта за отчитане на силите от удари между частиците. А това означава, че загубата на енергия при ударите на частиците се компенсира за сметка на енергията, респ. количеството на движение на носещата (газова) фаза. От тук следва, знакът „-" пред силите на междуфазово взаимодействие при носещата фаза и знака „+” при фазата на примесите. Тази „компенсация” е най – същественото ограничение на модела.

За частиците примеси се приема условно, че представлява сфера с приведен диаметър D_p без да се отчита влиянието на грапавостта или отлична от сферична форма.

При така въведения модел, фазата на примесите като особена флуидна среда не притежава собствен тензор на вътрешните напрежения (триене и налягане) и за нея не е в сила уравнението за състоянието. Притежава обаче свой собствен тензор на турбулентните напрежения, тъй като те не са свойство на флуида.

2. Основни уравнения за разпространение на неизотермична струя изтичаща във високо температурна среда

Отчитат се уравненията на Рейнолдс и уравненията за непрекъснатост, които имат следния вид:

- уравнение за непрекъснатост на газовата фаза (3)

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(y^j \rho_g U_g\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(y^j \rho_g V_g\right) = 0 \tag{3}$$

- уравнение за непрекъснатост на фазата на примесите (4)

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(y^j \rho_p U_p\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(y^j \rho_p V_p\right) = 0 \tag{4}$$

- уравнение относно концентрацията на примеси (5)

$$\left(y^j U_p\right)\frac{\partial \rho_p}{\partial x} + \left(y^j V_p\right)\frac{\partial \rho_p}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial y}\left(y^j \frac{\nu_{tp}}{Sc_t}\frac{\partial \rho_p}{\partial y}\right) \tag{5}$$

- уравнение за движение на газовата фаза (6)

$$\left(y^j \rho_g U_g\right)\frac{\partial U_g}{\partial x} + \left(y^j \rho_g V_g\right)\frac{\partial U_g}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}\left(y^j \rho_g \nu_{tg}\frac{\partial U_g}{\partial y}\right) - F_x y^j \tag{6}$$

- уравнение за на фазата на примесите (7)

$$\left(y^j\rho_p U_p\right)\frac{\partial U_p}{\partial x}+\left(y^j\rho_p V_p\right)\frac{\partial U_p}{\partial y}=\frac{\partial}{\partial y}\left(y^j\rho_g\frac{\nu_{tg}}{Sc}\frac{\partial\chi}{\partial y}\right)\frac{\partial U_p}{\partial y}$$
$$+\frac{\partial}{\partial y}\left(y^j\rho_p\nu_{tp}\frac{\partial U_p}{\partial y}\right)+F_x y^j \tag{7}$$

- уравнение за топлосъдържанието на газовата фаза (8)

$$\left(y^j\rho_g U_g c_{pg}\right)\frac{\partial T_g}{\partial x}+\left(y^j\rho_g V_g c_{pg}\right)\frac{\partial T_g}{\partial y}=\frac{\partial}{\partial y}\left(y^j\rho_g c_{pg}\frac{\nu_{tg}}{\mathrm{Pr}_t}\frac{\partial T_g}{\partial y}\right)+$$
$$+Qy^j+F_x y^j\left(U_g-U_p\right) \tag{8}$$

- уравнение на топлосъдържанието на фазата на примесите (9)

$$\left(y^j\rho_p U_p c_{pp}\right)\frac{\partial T_p}{\partial x}+\left(y^j\rho_p V_p c_{pp}\right)\frac{\partial T_p}{\partial y}=\frac{\partial}{\partial y}\left(y^j\rho_p c_{pp}\frac{\nu_{tp}}{Sc_t}\frac{\partial\chi}{\partial y}\right)\frac{\partial T_p}{\partial y}+$$
$$\frac{\partial}{\partial y}\left(y^j\rho_p c_{pp}\frac{\nu_{tp}}{Sc_t}\frac{\partial\chi}{\partial y}\right)\frac{\partial T_p}{\partial y}+Qy^j \tag{9}$$

- уравнението на Клайпейрон (10)

$$P=\rho_g R T_g \tag{10}$$

3. Сили на междуфазово взаимодействие

Съгласно възприетия по-горе модел се въвеждат силите на междуфазово взаимодействие, които се въвеждат със знак „+” в уравненията на фазата примесите и със знак „-” при уравненията за газовата фаза.

$$\sum_{i=1}^{N}\overrightarrow{f_i}=\overrightarrow{f_A}+\overrightarrow{f_S}+\overrightarrow{f_M}+\overrightarrow{f_T}$$

където:

$\overrightarrow{f_A}=0.5C_R s\rho_g g\left|\overrightarrow{V_g}-\overrightarrow{V_p}\right|\times\left(\overrightarrow{V_g}-\overrightarrow{V_p}\right)$ е аеродинамична съпротивителна сила;

$f_S=k_S\nu\rho_g D_p\left(u_g-u_p\right)\sqrt{\frac{\partial u_g}{\partial y}}$ - Сафманова сила;

$\vec{f}_M=K_M\rho_g D_p^3\left[\vec{V}_r \mathrm{x}\vec{\omega}_p\right]$ - сила на Магнус;

$\vec{f}_T=-4.5\nu^2\left(\frac{\rho_g}{T_g}\right)D_p\frac{\lambda_g}{\left(2\lambda_g+\lambda_p\right)}\nabla T_g$ - сила на термофореза.

4. Моделиране на турбулентността

За затваряне на системата уравнения за движение се използва модел с три уравнения (за преноса на турбулентна кинетична енергия на газовата среда и на фазата на примесите K_g, K_p и за скоростта на дисипацията ε). Този модел е приложен при решения на настоящата задача като съответстваща на възприетата двуфлуидна схема на течението.

Този модел на турбулентност условно може да бъде означен като $K_g - \varepsilon - K_p$. При този модел е въведено разделяне на турбулентната енергия на двете фази, което отговаря по-точно на възприетия двуфлуиден модел на течението. Уравненията имат следния вид:

уравнение за преноса на турбулентната кинетична енергия за носещата фаза

$$(y^j \rho_g U_g).\frac{\partial K_g}{\partial x} + (y^j \rho_g V_g).\frac{\partial K_g}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}\left[\frac{y^j \rho_g \upsilon_{tg}}{\sigma_k}.\frac{\partial\left(K_g + \frac{\chi_o}{1+\chi_o}K_p\right)}{\partial y}\right] + \tag{11}$$

$$+ y^j \rho_g \upsilon_{tg}.\left[\frac{\partial U_g}{\partial y}\right]^2 - y^j \rho_g (\varepsilon + \varepsilon_p)$$

уравнение за преноса на турбулентната кинетична енергия за фазата на примесите:

$$(y^j \rho_p U_p).\frac{\partial K_p}{\partial x} + (y^j \rho_p V_p).\frac{\partial K_p}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}\left[\frac{y^j \rho_p \upsilon_{tp}}{\sigma_k}.\frac{\partial\left(K_p + \frac{\chi_o}{1+\chi_o}K_g\right)}{\partial y}\right] + \tag{12}$$

$$+ y^j \rho_p \upsilon_{tp}.\left[\frac{\partial U_p}{\partial y}\right]^2 - y^j \rho_p \varepsilon_p^*$$

уравнение за скоростта на дисипацията за сумарното течение:

$$(y^j \rho_g U_g).\frac{\partial \varepsilon}{\partial x} + (y^j \rho_g V_g).\frac{\partial \varepsilon}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}\left[\frac{y^j \rho_g \upsilon_{tg}}{\sigma_\varepsilon}.\frac{\partial\left(\varepsilon + \frac{\chi_o}{1+\chi_o}K_p K_g\right)}{\partial y}\right] - \tag{13}$$

$$- y^j \rho_g \Phi_p + C_{\varepsilon 1} y^j \rho_g \frac{\varepsilon}{K_g}\left[\upsilon_{tg}.\left(\frac{\partial U_g}{\partial y}\right)^2 + G\right] - y^j \rho_g.\frac{\varepsilon^2}{K_g}.\left(C_{g2} - C_{g3}.\chi\right)$$

където е въведен нов член $\frac{\chi_0}{1+\chi_0}K_p$, с който се отчита влиянието на концентрацията на примесите върху турбулентните напрежения.

За затварянето на системата уравнения (3)÷(13) е необходимо да се въведат зависимости за определяне на коефициентите на турбулентен вискозитет υ_{tg} и υ_{tp}, което се извършва чрез съответната пулсационна енергия и скоростта на дисипация:

$$\upsilon_{tg} = C_\mu.\frac{K_g^2}{\varepsilon}; \overline{\upsilon_p} = C_\mu.\frac{K_p^2}{\varepsilon} \tag{14}$$

5. Безразмерен вид на уравненията

Задачата се решава в безразмерен вид, с което се цели по-голяма универсалност на изследването за целта уравнения (3)÷(13) се обезразмеряват със съответните начални параметри, при което приемат вида:

$$\frac{\partial\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{U_g}\right)}{\partial\overline{x}}+\frac{\partial\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{V_g}\right)}{\partial\overline{y}}=0 \tag{15}$$

$$\frac{\partial\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{U_p}\right)}{\partial\overline{x}}+\frac{\partial\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{V_p}\right)}{\partial\overline{y}}=0 \tag{16}$$

$$\left(\overline{y^j}.\overline{U_p}\right)\frac{\partial\overline{\chi_p}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{V_p}\right)\frac{\partial\overline{\chi_p}}{\partial\overline{y}}=\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y^j}.\frac{\overline{\upsilon_{tp}}\partial\overline{\chi_p}}{Sc_t\partial\overline{y}}\right) \tag{17}$$

$$\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{U_g}\right)\frac{\partial\overline{U_g}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{V_g}\right)\frac{\partial\overline{U_g}}{\partial\overline{y}}=\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{\upsilon_{tg}}.\frac{\partial\overline{U_g}}{\partial\overline{y}}\right)-\overline{F_x}.\overline{y^j} \tag{18}$$

$$\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{U_p}\right)\frac{\partial\overline{U_p}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{V_p}\right)\frac{\partial\overline{U_p}}{\partial\overline{y}}=\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{\upsilon_{tp}}.\frac{\partial\overline{U_p}}{\partial\overline{y}}\right)+\left(\overline{y^j}.\frac{\overline{\upsilon_{tp}}}{Sc_t}.\frac{\partial\overline{\rho_p}}{\partial\overline{y}}\right)\frac{\partial\overline{U_p}}{\partial\overline{y}}+\overline{F_x}.\overline{y^j} \tag{19}$$

$$\begin{gathered}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{U_g}.\overline{C_{pg}}\right)\frac{\partial\overline{T_g}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{V_g}.\overline{C_{pg}}\right)\frac{\partial\overline{T_g}}{\partial\overline{y}}=\overline{F_x}.\overline{y^j}.\left(\overline{U_g}-\overline{U_p}\right)+\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{C_{pg}}.\frac{\overline{\nu_{tg}}}{\Pr_t}.\frac{\partial\overline{T_g}}{\partial\overline{y}}\right)+\\ \overline{F_y}.\overline{y^j}.\left(\overline{V_g}-\overline{V_p}\right)-\overline{y^j}\sum_1^3\overline{F_i^{'}.V_{pi}^{'}}-\overline{Q}.\overline{y^j}\end{gathered} \tag{20}$$

$$\begin{gathered}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{U_p}\right)\frac{\partial\overline{K_p}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}.\overline{V_p}\right)\frac{\partial\overline{K_p}}{\partial\overline{y}}=\\ =\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_p}\frac{\overline{\upsilon_{tp}}\partial\left(\overline{K_p}+\frac{1}{1+\overline{\chi_o}}\overline{K_g}\right)}{\sigma_k\partial\overline{y}}\right)+y^j.\overline{\rho_p}.\overline{\upsilon_{tp}}\left(\frac{\partial\overline{U_p}}{\partial\overline{y}}\right)^2-y^j.\overline{\rho_p}.\overline{\varepsilon_p^*}\end{gathered} \tag{21}$$

$$\begin{gathered}\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{U_g}\right)\frac{\partial\overline{\varepsilon}}{\partial\overline{x}}+\left(\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{V_g}\right)\frac{\partial\overline{\varepsilon}}{\partial\overline{y}}=\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left[\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\frac{\overline{\upsilon_{tg}}\partial\left(\overline{\varepsilon}+\frac{\chi_o}{1+\chi_o}\overline{K}_p\overline{K}_g\right)}{\sigma_\varepsilon\partial\overline{y}}\right]-\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\overline{\Phi_p}+\\ +C_{\varepsilon1}.\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\frac{\overline{\varepsilon}}{\overline{K_g}}.\left[\overline{\upsilon_{tg}}.\left(\frac{\partial\overline{U_g}}{\partial\overline{y}}\right)^2-C_{\varepsilon1}\frac{\varepsilon}{K_p}\upsilon_{tp}\left(\frac{\partial U_p}{\partial y}\right)^2+G\right]-\overline{y^j}.\overline{\rho_g}.\frac{\overline{\varepsilon}^2}{\overline{K_g}}.\left(C_{\varepsilon2}-\chi.C_{\varepsilon3}\right)\end{gathered} \tag{22}$$

$$\overline{P}=\overline{\rho_g}.\overline{T_g} \tag{23}$$

Безразмерните стойности на параметри са следните:

$$\overline{x}=\frac{x}{y_0};\overline{y}=\frac{y}{y_0};\overline{U_g}=\frac{U_g}{U_{g0}};\overline{U_p}=\frac{U_p}{U_{g0}};\overline{V_g}=\frac{V_g}{U_{g0}};\overline{V_p}=\frac{V_p}{U_{g0}};\overline{\rho_g}=\frac{\rho_g}{\rho_{g0}};\overline{\rho_p}=\frac{\rho_p}{\rho_{g0}};$$

$$\overline{T_g}=\frac{T_g.R}{U_{g0}^2};\overline{T_p}=\frac{T_p.R}{U_{g0}^2};\overline{K_g}=\frac{K_g}{U_{g0}^2};\overline{K_p}=\frac{K_p}{U_{g0}^2};\overline{\varepsilon}=\frac{\varepsilon.y_0}{U_{g0}^3};\overline{C_{pg}}=\frac{C_{pg}}{R};\overline{C_{pp}}=\frac{C_{pp}}{R};\overline{\upsilon_{tg}}=\frac{\upsilon_{tg}}{y_0.U_{g0}};$$

$$\overline{\upsilon_p}=\frac{\upsilon_{tp}}{y_0.U_{g0}};\overline{F}=\frac{F.y_0}{\rho_{g0}.U_{g0}^2};\overline{Q}=\frac{Q.y_0}{\rho_{g0}.U_{g0}^3};\overline{\Phi_p}=\frac{\Phi_p.y_0^2}{U_{g0}^4};$$

6. Гранични условия на задачата

Граничните условия, при които е направен моделът за оста на симетрия и за външната струйна граница, са следните:

при $y=0$ **(**оста на симетрия)

$$\frac{\partial U_g}{\partial y}=\frac{\partial U_p}{\partial y}=0;\qquad \frac{\partial T_g}{\partial y}=\frac{\partial T_p}{\partial y}=0\qquad \frac{\partial \rho_p}{\partial y}=0;$$

$$\overline{U_g'V_g'}=\frac{\overline{\partial V_p'\rho_p'}}{\partial y}=0;\qquad \overline{U_p'V_p'}=\frac{\overline{\partial U_p'V_p'}}{\partial y}=0;$$

$$\overline{V_p'\rho_p'}=\frac{\overline{\partial V_p'\rho_p'}}{\partial y}=0;\qquad V_g=V_p=0;$$

$$\frac{\partial K_g}{\partial y}=\frac{\partial K_p}{\partial y}=\frac{\partial \varepsilon}{\partial y}=0$$

- **при** $y=R_u$ **(за външната струйна граница)**

$$\overline{U_g'V_g'}=\frac{\overline{\partial V_p'\rho_p'}}{\partial y}=0;\qquad \overline{U_p'V_p'}=\frac{\overline{\partial U_p'V_p'}}{\partial y}=0;$$

$$\overline{V_p'\rho_p'}=\frac{\overline{\partial V_p'\rho_p'}}{\partial y}=0;\qquad \frac{\partial T_g}{\partial y}=\frac{\partial T_p}{\partial y}=0;$$

$$V_g=V_p=0;U_p=0;U_p=U_2;\rho_p=0;T_g=T_p=T_2;\rho_g=\rho_2;$$

$$K_g=K_p=\varepsilon=0$$

7. Дискретизация на числения модел

Решението на разпространението двуфазни неизотермични турбулентни струи изтичаща във високотемпературна среда се осъществява на основата на изведената система уравнения (14) ÷ (22).

Системата диференциални уравнения за двуфазно неизотермично турбулентно течение може да се представя чрез характеристичното уравнение:

$$A.\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{x}}+B.\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{y}}=C.\frac{\partial^2 \overline{Z}}{\partial \overline{y}^2}+D \qquad (24)$$

където Z, A, B, C, D са приведени променливи и величини, чиито значения са дадени в табл.1.

Диференциалните оператори се заменят с диференчни схеми, от вида:

$$\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{x}} = \frac{\overline{Z}_{i,j} - \overline{Z}_{i-2,j}}{2K} + 0\left[\left(K^2\right)\right] \quad \text{или} \quad \frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{x}} = \frac{\overline{Z}_{i,j} - \overline{Z}_{i-2,j} + \overline{Z}_{i,j-1} - \overline{Z}_{i-2,j-1}}{4K} + 0\left[\left(K^2\right)\right]$$

$$\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{y}} = \frac{\overline{Z}_{i-1,j+1} - \overline{Z}_{i-1,j-1}}{2H} + 0\left[\left(H^2\right)\right] \quad \text{или} \quad \frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{y}} = \frac{\overline{Z}_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}.\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j}\right)}{H} + 0\left[\left(H^2\right)\right]$$

$$\frac{\partial^2 \overline{Z}}{\partial \overline{y}^2} = \frac{1}{H^2}\left[\overline{Z}_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}.\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j}\right) - \frac{1}{2}.\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j} - \overline{Z}_{i-1,j-1}\right)\right] + \left(\frac{K}{H}\right)^2 + \frac{1}{12}K^2\frac{\partial^4 \overline{U}}{\partial \overline{y}^4}$$

където: K - стъпка по x, H - стъпка по y. Грешките от апроксимация се определят чрез разлагане на независимите променливи в ред на Тейлор в околността на точките (iK, jH).

Параметрите на течението, дадени в табл. 1 ($Z \equiv \rho_p \div \varepsilon$), се решават чрез една и съща схема в крайни разлики. Това позволява диференциалните оператори в характеристичното уравнение да се заменят с едни и същи диференчни схеми, както следва:

$$\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{x}} = \frac{\overline{Z}_{i,j} - \overline{Z}_{i-2,j}}{2K}$$

$$\frac{\partial \overline{Z}}{\partial \overline{y}} = \frac{\overline{Z}_{i-1,j+1} - \overline{Z}_{i-1,j-1}}{2H} \qquad 25)$$

$$\frac{\partial^2 \overline{Z}}{\partial \overline{y}^2} = \frac{1}{H^2}\left[\overline{Z}_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j}\right) - \frac{1}{2}\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j} - \overline{Z}_{i-1,j-1}\right)\right]$$

Характеристичното уравнение (24) може да бъде решено за всяко конкретно Z. При използване на схема в крайните разлики от тип Дюфорт-Франкел, съответните величини в сечението (i), се определят с вече известните стойности в двете предхождащи го сечения ($i = i-1,\ i = i-2$). След заместване (25) в (24) се получава:

$$A_{i-1,j}\left(\frac{\overline{Z}_{i,j} - \overline{Z}_{i-2,j}}{2K}\right) + B_{i-1,j}\left(\frac{\overline{Z}_{i-1,j+1} - \overline{Z}_{i-1,j-1}}{2H}\right) =$$
$$= \frac{\overline{C}_{i-1,j}}{H^2}\left[\overline{Z}_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}\left(\overline{Z}_{i,j} + \overline{Z}_{i-2,j}\right) - \frac{1}{2}\left(\overline{Z}_{i,j} - \overline{Z}_{i-2,j}\right) + \overline{Z}_{i-1,j-1}\right] \qquad (26)$$

Полага се:

$$E_1 = \frac{A_{i-1,j}}{2K} + \frac{C_{i-1,j}}{H^2}; E_2 = \frac{A_{i-1,j}}{2K} - \frac{C_{i-1,j}}{H^2}$$
$$E_3 = \frac{C_{i-1,j}}{H^2} - \frac{B_{i-1,j}}{2H}; E_4 = \frac{C_{i-1,j}}{H^2} + \frac{B_{i-1,j}}{2H}; E_5 = D_{i-1,j} \qquad (27)$$

Таблица 1

Z	A	B	C	D
$\overline{\chi}$	$\overline{y}.\overline{U}_p$	$\overline{y}.\overline{V}_p-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\frac{\overline{\upsilon}_{tp}}{Sc_t}\right)$	$\overline{y}.\frac{\overline{\upsilon}_{tp}}{Sc_t}$	$-\overline{\chi}.\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{V}_p\right)-\overline{y}.\overline{\rho}_p\frac{\partial\overline{U}_p}{\partial\overline{x}}$
$\overline{U}_g$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{U}_g$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{V}_g-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{\upsilon}_{tg}\right)$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{\upsilon}_{tg}$	$-\overline{y}.\overline{F}_x$
$\overline{U}_p$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{U}_p$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{V}_p-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{\upsilon}_{tp}\right)-\overline{y}.\frac{\overline{\upsilon}_{tp}}{Sc_t}.\frac{\partial\overline{\rho}_p}{\partial\overline{y}}$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{\upsilon}_{tp}$	$\overline{y}.\overline{F}_x$
$\overline{T}_g$	$\frac{\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{U}_g.\overline{C}_{pg}}{R}$	$\frac{\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{U}_g.\overline{C}_{pg}}{R}-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left[\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{C}_{pg}.\overline{\upsilon}_{tg}}{R.\mathrm{Pr}_t}\right]$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{C}_{pg}.\overline{\upsilon}_{tg}}{R.\mathrm{Pr}_t}$	$-\overline{y}.\overline{Q}+\overline{F}_x.\overline{y}.\left(\overline{U}_g-\overline{U}_p\right)+$ $+\overline{F}_y.\overline{y}.\left(\overline{V}_g-\overline{V}_p\right)$
$\overline{T}_p$	$\frac{\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{U}_p.\overline{C}_{pp}}{R}$	$\frac{\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{U}_p.\overline{C}_{pp}}{R}-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left[\overline{y}.\overline{\rho}_p.\frac{\overline{C}_{pp}.\overline{\upsilon}_{tp}}{R.\mathrm{Pr}_t}\right]-\overline{y}.\frac{\overline{C}_{pp}.\overline{\upsilon}_{tp}}{R.Sc_t}\frac{\partial\overline{\rho}_p}{\partial\overline{y}}$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\frac{\overline{C}_{pp}.\overline{\upsilon}_{tp}}{R.\mathrm{Pr}_t}$	$\overline{y}.\overline{Q}$
$\overline{K}_g$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{U}_g$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{V}_g-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{\upsilon}_{tg}}{\sigma_k}\right)$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{\upsilon}_{tg}+\frac{\chi_0}{1+\chi_0}.\overline{\nu}_{tp}}{\sigma_k}$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{\upsilon}_{tg}.\left(\frac{\partial\overline{U}_g}{\partial\overline{y}}\right)^2-\overline{y}.\overline{\rho}_g.\left(\overline{\varepsilon}+\overline{\varepsilon}_p\right)$
$\overline{K}_p$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{U}_p$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{V}_p-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{\rho}_p.\frac{\overline{\upsilon}_{tp}}{\sigma_k}\right)$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\frac{\overline{\upsilon}_{tp}+\frac{1}{1+\chi_0}.\overline{\upsilon}_{tg}}{\sigma_k}$	$\overline{y}.\overline{\rho}_p.\overline{\upsilon}_{tp}.\left(\frac{\partial\overline{U}_p}{\partial\overline{y}}\right)^2-\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{\varepsilon}_p^*$
$\overline{\varepsilon}$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{U}_g$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{V}_g-\frac{\partial}{\partial\overline{y}}\left(\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{\upsilon}_{tg}}{\sigma_\varepsilon}\right)$	$\overline{y}.\overline{\rho}_g.\frac{\overline{\upsilon}_{tg}}{\sigma_\varepsilon}$	$\frac{C_{\varepsilon1}.\overline{y}.\overline{\rho}_g.\overline{\varepsilon}}{\overline{K}_g}\left[\overline{\upsilon}_{tg}.\left(\frac{\partial\overline{U}_g}{\partial\overline{y}}\right)^2+G\right]-$ $-\overline{\rho}_g.\overline{y}.\overline{\Phi}_p-\frac{\overline{\rho}_g.\overline{y}.\overline{\varepsilon}^2.\left(C_{\varepsilon2}-C_{\varepsilon3}\right)}{\overline{K}_g}$

След делене на коефициента E_1 пред $Z_{i,j}$ се получава:

$$\overline{Z}_{i,j} = \frac{E_2}{E_1}\overline{Z}_{i-2,j} + \frac{E_3}{E_1}\overline{Z}_{i-1,j+1} + \frac{E_4}{E_1}\overline{Z}_{i-1,j-1} + \frac{E_5}{E_1} \tag{28}$$

Определянето на радиалните скорости $\overline{V}_g$ и $\overline{V}_p$ става чрез отделни схеми в крайни разлики. Те могат да се получат по следния начин:

$$\frac{\overline{y}_{i,j}.\overline{\rho}_{gi,j}.\overline{V}_{gi,j} - \overline{y}_{i,j-2}.\overline{\rho}_{gi,j-2}.\overline{V}_{gi,j-2}}{2H} = -\frac{\overline{y}_{i,j} + \overline{y}_{i,j-1}}{8K} \times$$
$$\times\left(\overline{\rho}_{gi,j}.\overline{U}_{gi,j} - \overline{\rho}_{gi-2,j}.\overline{U}_{gi-2,j} + \overline{\rho}_{gi,j-1}.\overline{U}_{gi,j-1} - \overline{\rho}_{gi-2,j-1}.\overline{U}_{gi-2,j-1}\right) \tag{29}$$

$$\frac{\overline{y}_{i,j}.\overline{\rho}_{pi,j}.\overline{V}_{pi,j} - \overline{y}_{i,j-2}.\overline{\rho}_{pi,j-2}.\overline{V}_{pi,j-2}}{2H} = -\frac{\overline{y}_{i,j} + \overline{y}_{i,j-1}}{8K} \times$$
$$\times\left(\overline{\rho}_{pi,j}.\overline{U}_{pi,j} - \overline{\rho}_{pi-2,j}.\overline{U}_{pi-2,j} + \overline{\rho}_{pi,j-1}.\overline{U}_{pi,j-1} - \overline{\rho}_{pi-2,j-1}.\overline{U}_{pi-2,j-1}\right) \tag{30}$$

$$\overline{V}_{gi,j} = \frac{\overline{y}_{i,j-2}}{\overline{y}_{i,j}}.\frac{\overline{\rho}_{gi,j-2}}{\overline{\rho}_{gi,j}}.\overline{V}_{gi,j-2} - \frac{H\left(\overline{y}_{i,j} - \overline{y}_{i,j-1}\right)}{4K.\overline{y}_{i,j}.\overline{\rho}_{gi,j}} \times$$
$$\times\left(\overline{\rho}_{gi,j}.\overline{U}_{gi,j} - \overline{\rho}_{gi-2,j}.\overline{U}_{gi-2,j} - \overline{\rho}_{gi,j-1}.\overline{U}_{gi,j-1} + \overline{\rho}_{gi-2,j-1}.\overline{U}_{gi-2,j-1}\right) \tag{31}$$

$$\overline{V}_{pi,j} = \frac{\overline{y}_{i,j-2}}{\overline{y}_{i,j}}.\frac{\overline{\rho}_{pi,j-2}}{\overline{\rho}_{pi,j}}.\overline{V}_{pi,j-2} - \frac{H\left(\overline{y}_{i,j} - \overline{y}_{i,j-1}\right)}{4K.\overline{y}_{i,j}.\overline{\rho}_{pi,j}} \times$$
$$\times\left(\overline{\rho}_{pi,j}.\overline{U}_{pi,j} - \overline{\rho}_{pi-2,j}.\overline{U}_{pi-2,j} + \overline{\rho}_{pi,j-1}.\overline{U}_{pi,j-1} - \overline{\rho}_{pi-2,j-1}.\overline{U}_{pi-2,j-1}\right) \tag{32}$$

Устойчивостта на схемата се проверява по условието на Нойман. Стойността на $\overline{\rho}_g$ се определя от зависимостта за състоянието на газовете (Клапейрон):

$$\overline{\rho}_{gi,j} = \frac{P}{\rho_{g0}.U_{g0}^2.\overline{T}_{gi,j}} \tag{33}$$

8. Заключение

В работата са дадени преработените в безразмерен вид уравнения за разпространение на двуфазна турбулентна струя във високотемпературна среда.
На основата на тези уравнения, при използване на метода на крайните разлики, може да се реши предложената в тази работа задача.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Антонов И. С, ***Приложна механика на флуидите***, София 2010

[2] Лиен Х. Д., ***Двуфазни неизотермични турбулентни струи***, Докторска дисертация, София, 1996

[3] Stephen Pope, ***Turbulent flows***, Cambridge 2000

Автор: Росица Величкова, гл. ас. д-р - катедра „Хидроаеродинамика и хидравлични машини”, Енергомашиностроителен Факултет, Технически университет - София, E-mail address: *rositsavelichkova@abv.bg*

Постъпила на 09.05.2013 **Рецензент** проф. дтн И. Антонов

Годишник на Технически Университет - София, т. 63, кн. 1, 2013
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 63, book 1, 2013

ДВУФАЗНА НЕИЗОТЕРМИЧНА СТРУЯ ИЗТИЧАЩА ВЪВ ВИСОКО-ТЕМПЕРАТУРНА СРЕДА. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОСНОВАТА НА МЕТОДА НА КРАЙНИТЕ РАЗЛИКИ - ЧАСТ.2: ЧИСЛЕНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА МОДЕЛА

Росица Величкова

Резюме: *В работата са приведени резултатите от числения експеримент за двуфазна неизотермична струя, изтичаща в среда с висока температура. Решението се прави на основата на описаната в [3] разработка при използване на метода на крайните разлики и трипараметричен модел на турбулентност.*
Ключови думи: *числения експеримент, двуфазна неизотермична струя, високотемпературна среда*

TWO-PHASE NON-ISOTHERMAL JET LEAKAGE IN HIGH TEMPERATURE MEDIUM. INVESTIGATION BASED ON THE METHOD OF FINITE DIFFERENCES - PART 2: NUMERICAL SIMULATION OF MODEL

Rositsa Velichkova

Abstract: ***I****n the work are given the results of numerical experiments for two-phase non-isothermal jet leakage in a medium with high temperature. This decision is made on the base of the procedure described in [1] development using the method of finite differences and a three parametric turbulence model.*

Keywords: *numerical simulation, two – phase non-isothermal jet, high temperature medium*

1. Въведение

От практически интерес е познаването на разпределението на основните параметри на изследваното течение – скоростна компонента на двете фази, температура, турбулентен вискозитет. Необходимо е да се отдели внимание и на влиянието на началните условия на задачата - температурата на средата, в която става изтичането, едрината на частиците примеси и тяхната масова концентрация. Всичко това позволява да се вникне в същността на сложното и неизследвано много у нас флуидно течение.

2. Верификация на програмата

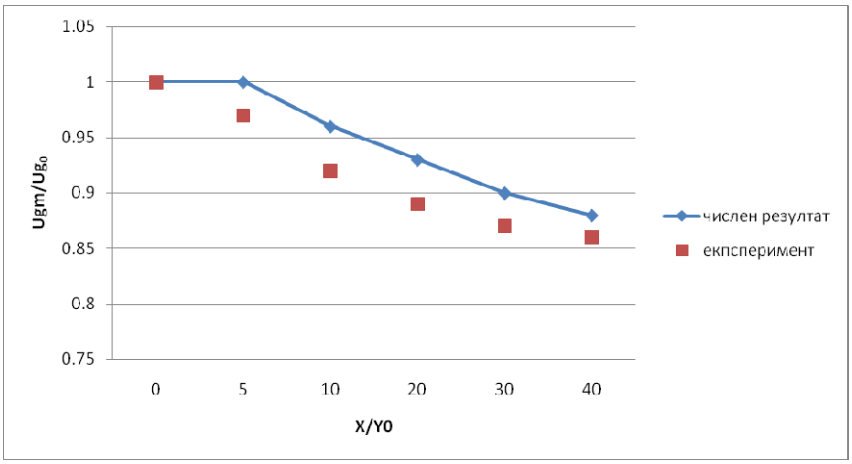
Важен елемент е да се провери работоспособността на програмата при реални условия. За съжаление, обаче на автора не са известни близки до изследването опитни резултати. Това налага да се проведе тестване на програмата с известни

© 2013 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved
ISSN 1311-0829

опитни резултати за изотермични двуфазни струи по литературни източници. Началните условия, зададени съгласно експеримента, са следните:

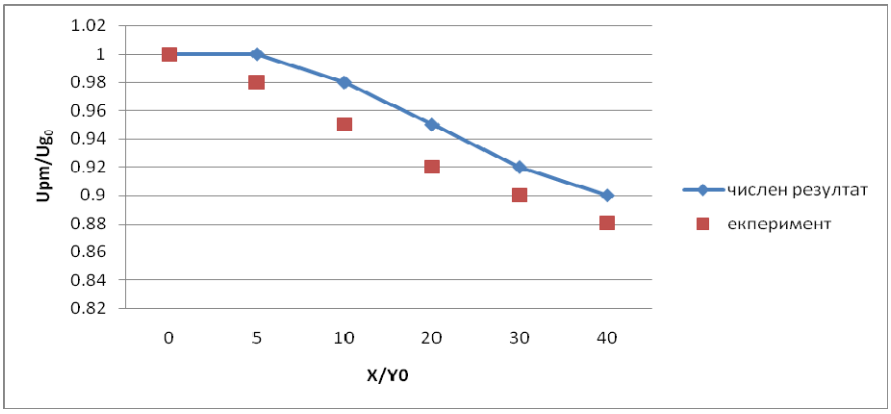
$$\chi = 1{,}0;\ D_p = 45\mu m;\ U_{g0} = U_{p0} = 35 m/s;\ \rho_{g0} = 1{,}14 kg/m^3;\ \rho_{p0} = 8340 kg/m^3;$$
$$T_{g0} = T_{p0} = T_2 = 300K.$$

На фиг.1 е направено сравнение на числените резултати (показано с плътна линия) и опитните данни (дадени с точки), максималните стойности на скоростта на газовата фаза. Отклонението между тях е от 4 %, което може да определи като много добри резултати от численото решение.



Фиг.1

Още по-добро е съответствието при даденото на фиг.2 сравнение за затихването на скоростта на фазата на примесите. Тук отклонението не превишава 2%.



Фиг.2

Общото заключение от тестването на програмата с данни за изотермични двуфазни струи е, че програмният продукт , който е използван за пресмятането е функционалло и осигурява необходимата точност на числения експеримент.

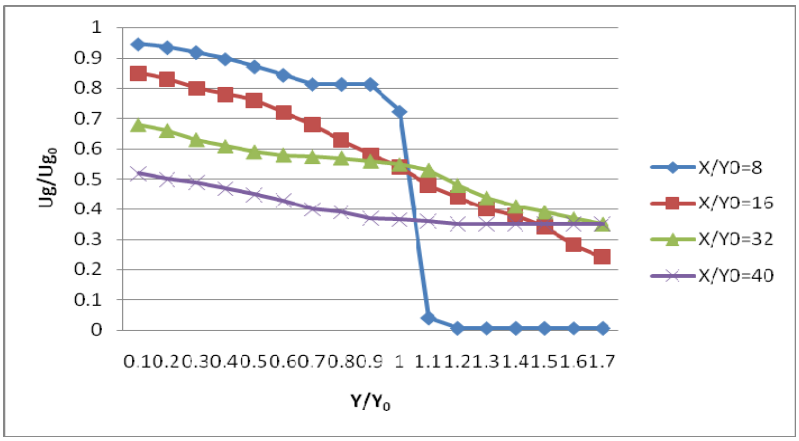
3. Резултати от числения експеримент

Първоначално в работата се изследва разпределението на основните параметри на двуфазна неизотермична струя изтичаща в среда с по-висока температура от нейната.

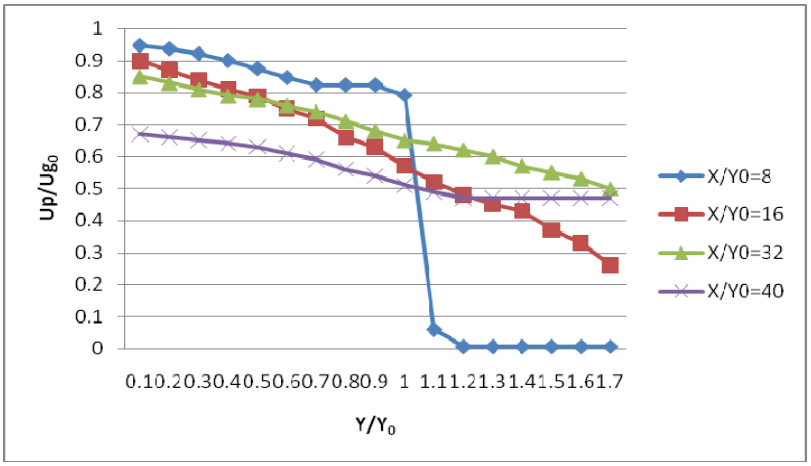
Численото изследване на неизотермична двуфазна струя изтичаща във високотемпературна среда е направено при следните начални условия

$$\chi = 1{,}0\,;\, D_p = 63\mu m\,;\, U_{g0} = U_{p0} = 50 m/s\,;\, \rho_{p0} = 3950 kg/m^3\ \rho_{g0} = 1{,}12 kg/m^3\,;$$
$$T_{p0} = T_{g0} = 300K\,;\, T_2 = 293K\,.$$

На фиг.3-фиг.4 е дадено напречното разпределение на осевите скоростни компоненти за носещата среда и примесите отнесени към началните стойности U_g / U_{g0} и U_p / U_{g0} в четири сечения по x в безразмерен вид x / y_0. Очевидно е по-бързото затихване на скоростта на носещата среда в сравнение с тази на примесите. Този факт е известен и при изотермичната струя и се дължи на обстоятелството, че носещата среда «захранва» движението на примесите.

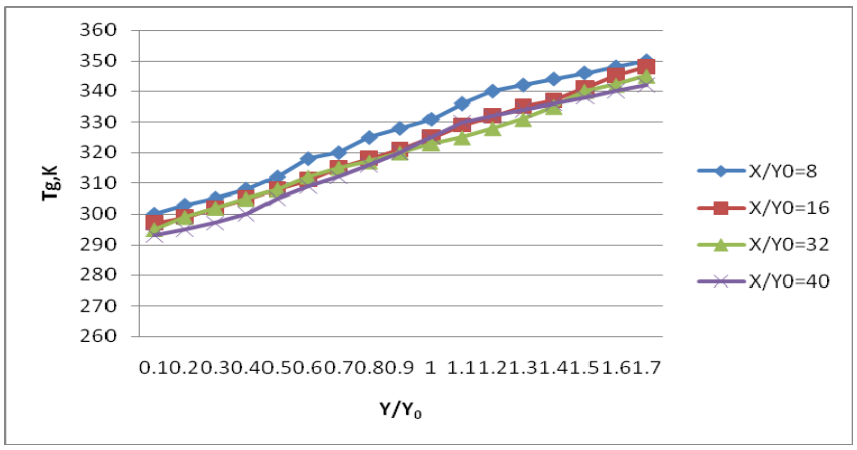


Фиг. 3

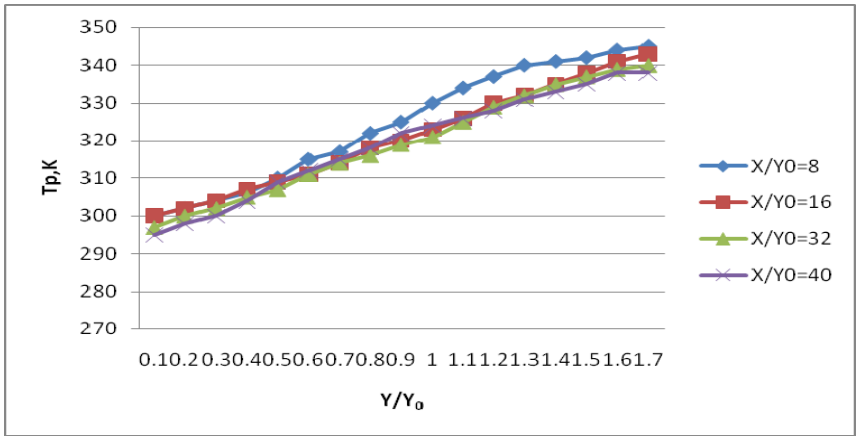


Фиг.4

На фиг.5-фиг.6 е дадено разпределението на температурата на двете фази T_g, T_p. Температурата нараства плавно към тази на околната среда. Температурата на газовата фаза нараства от порядъка до 50K в изследвания диапазон по x, докато при температурата на примесите нарастването е по-малко до към 40K това се дължи на по-слабия топлообмен между примесите и околната среда, докато носещата (въздушна) среда е еднородна с тази на околното пространство и топлообмен между тях с конвекция и дифузия е по-голям.

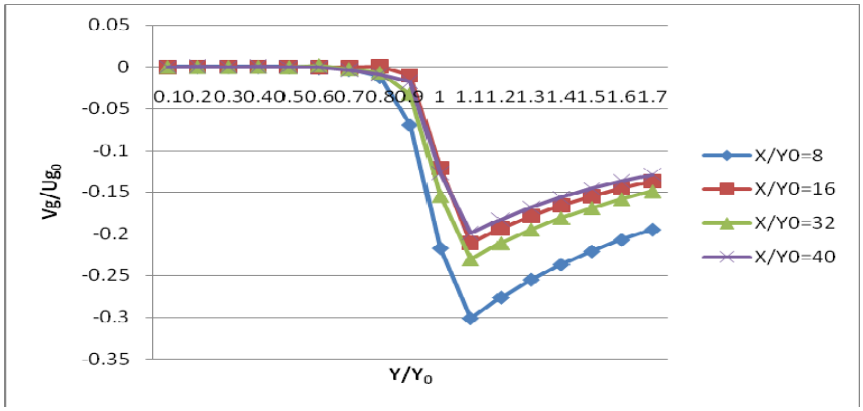


Фиг. 5



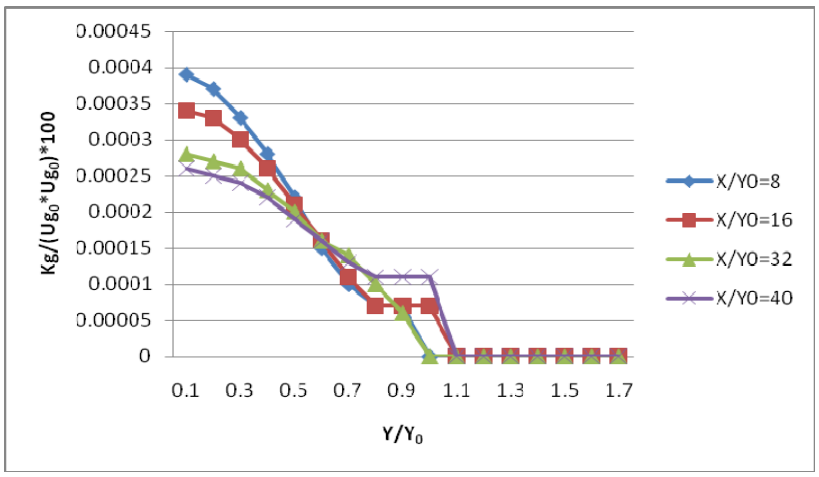
Фиг. 6

На фиг.7 е дадено изменението на радиалните скорости за газовата, което както се вижда от фигурата е знакопроменлива величина в струйния граничен слой. Във външната му част се обръща посоката на радиалната компонента.

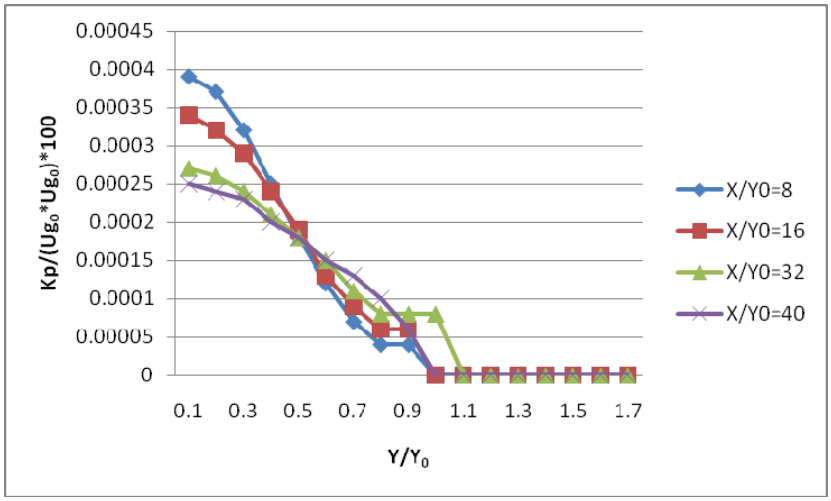


Фиг.7

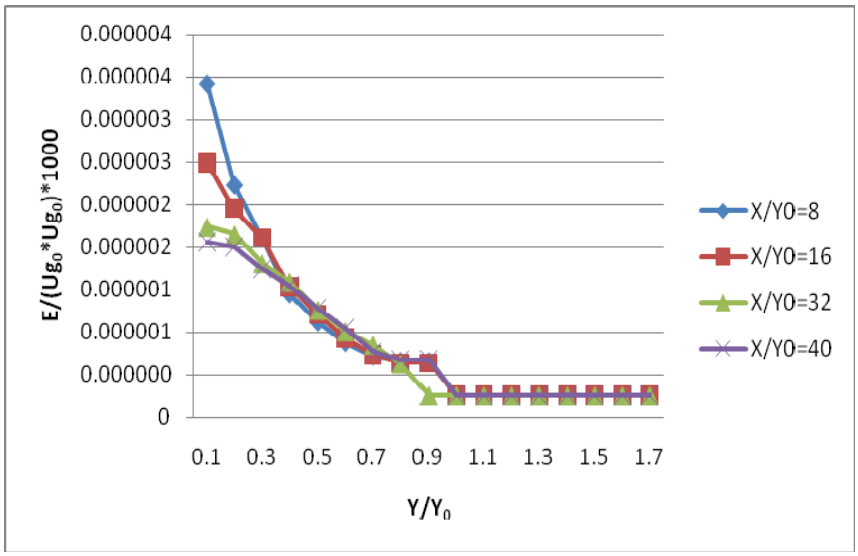
Напречното разпределение за трите сечения на струята на пулсационната енергия на газовата фаза K_g и на примесите K_p е показан на фиг.8 и фиг.9, а разпределението на диспацията на пулсационната енергия на газовата фаза е на фиг.10.



Фиг. 8

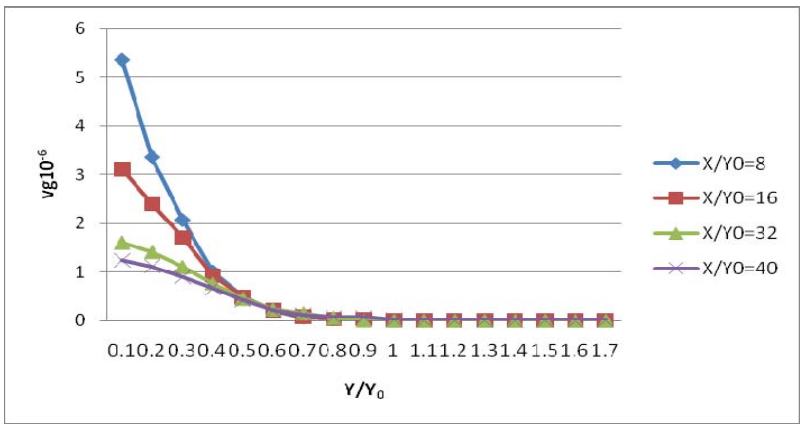


Фиг. 9

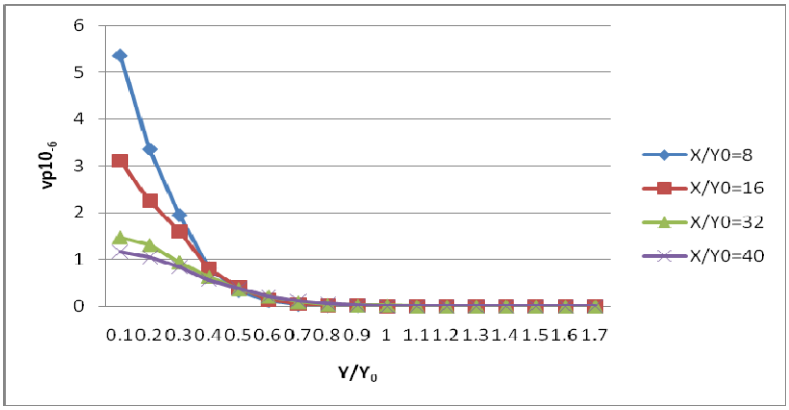


Фиг.10

Важен елемент на течението е турбулентния вискозитет на фазите υ_{tg} и υ_{tp} показан на фиг.11 и фиг.12. Между разпределението на вискозитета на двете фази съществува много слаба разлика.



Фиг.11



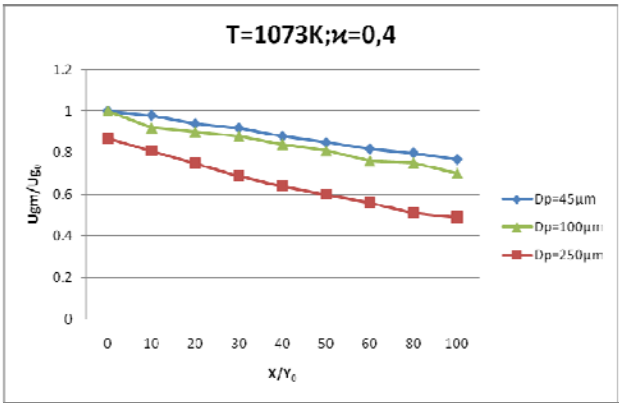
Фиг.12

4. Влияние на началните параметри на течението

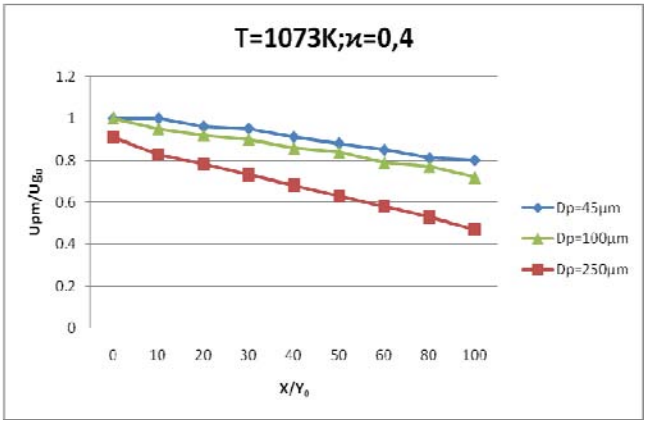
Изследва се влиянието на следните начални параметри на взаимодействието на двуфазна неизотермична струя с висока температурна среда:

- температура на средата $T = 293; 573; 1073K$;
- диаметър на частиците $D_p = 45; 100; 250 \mu m$;
- начална концентрация $\kappa = 0,4; 0,6; 1$.

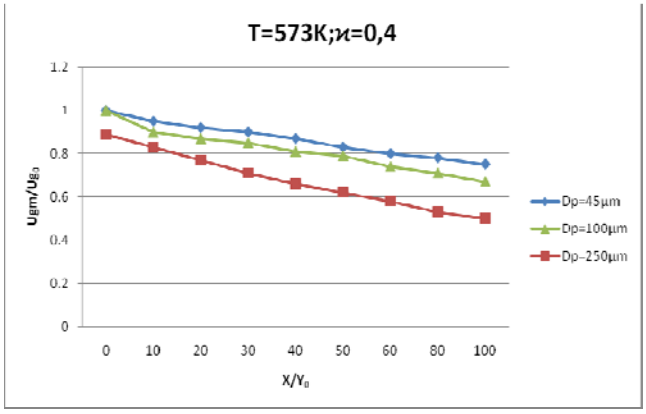
Влиянието на T, D_p и κ е дадено на фиг.13- фиг.20. Основният извод който се налага от получените от численото решение стойности е, че при по тежките (с по-голям диаметър) частици максималните скорости на двете фази затихват по-бързо, което е обяснимо с по-голямата им маса. Това затихване е по-силно при по-високите температури на околните среди, т.е при по-малка плътност.



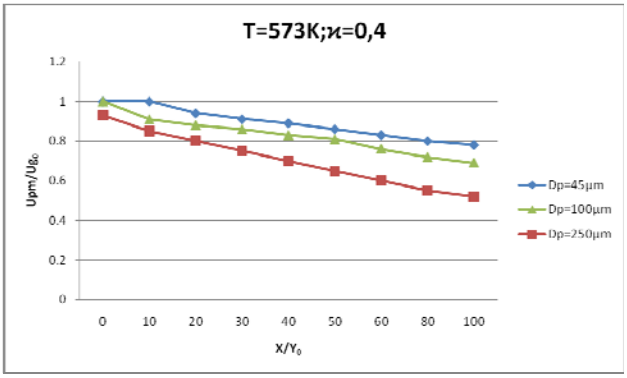
Фиг.13



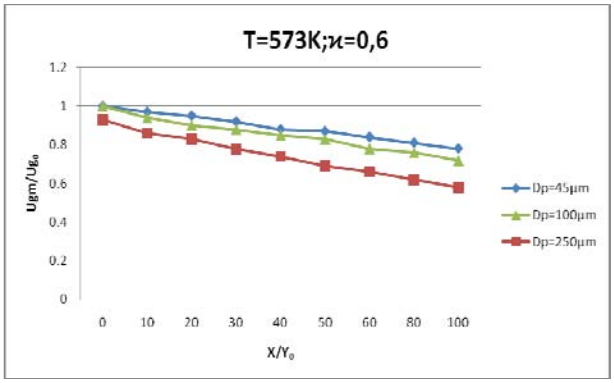
Фиг.14



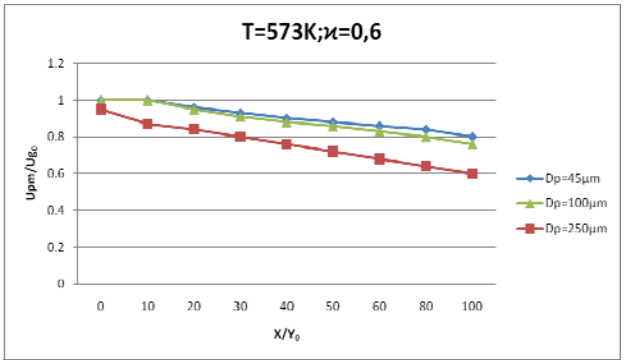
Фиг.15



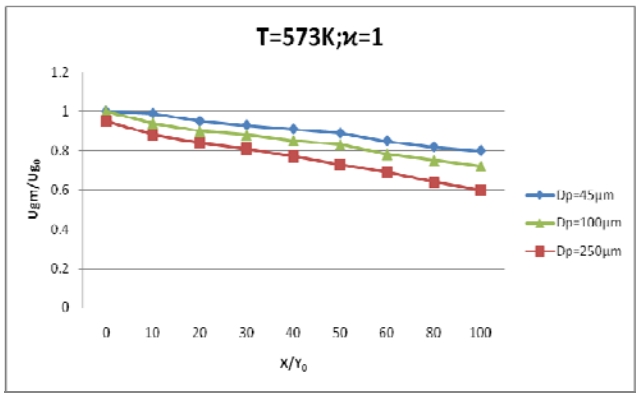
Фиг.16



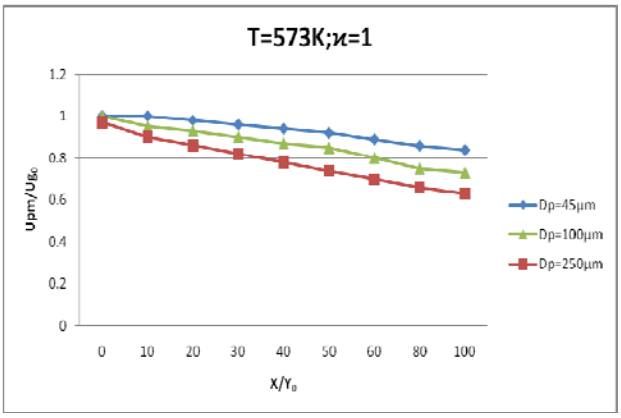
Фиг.17



Фиг.18

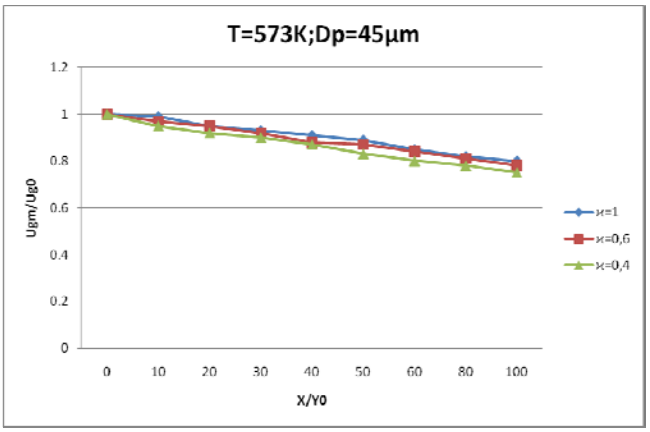


Фиг. 19

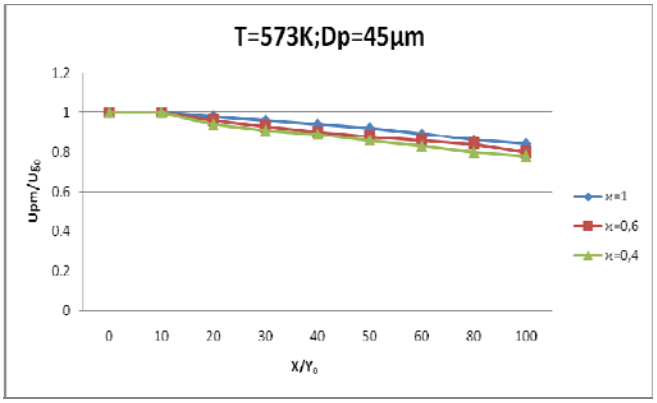


Фиг.20

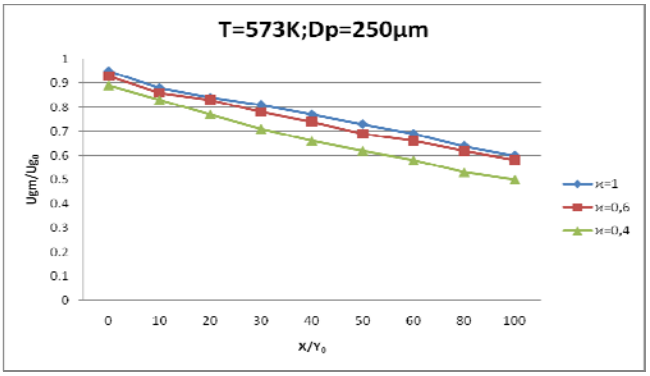
Това е очевидно и от даденото на следващите фиг.21- фиг.24.



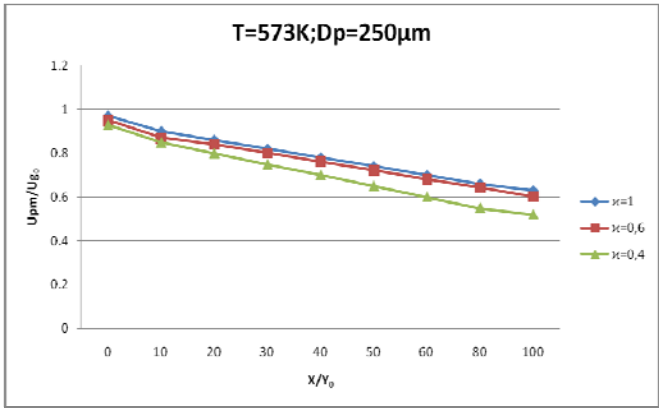
Фиг.21



Фиг.22



Фиг.23

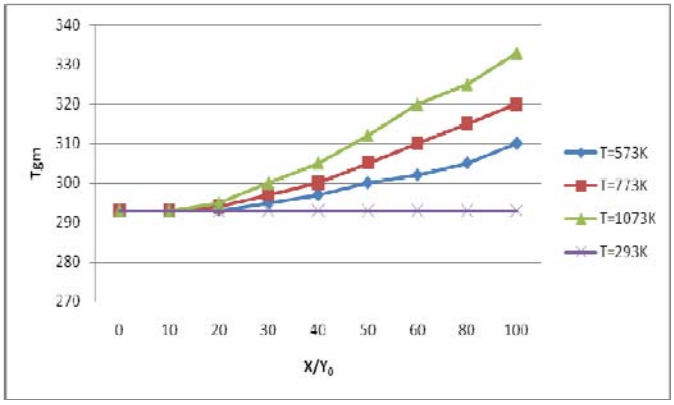


Фиг.24

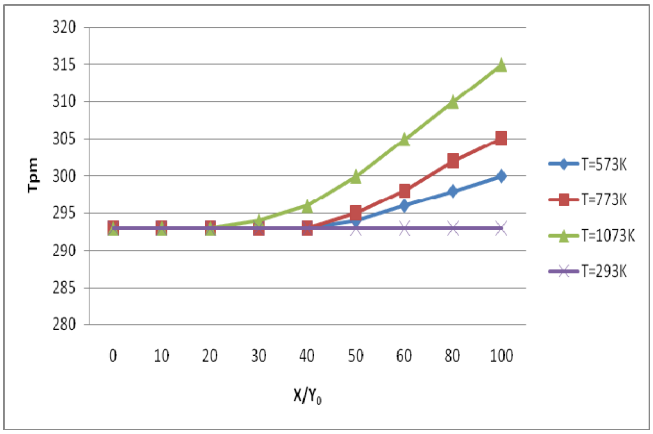
Даденото на фиг.25-фиг.26 нарастване на температурата на двете фази по x не противоречи на физиката на процеса. Температурите T_{pm} и T_{gm} нарастват пропорционално на увеличението на температурата на околната среда. За сравнение е даден и изотермични процес – най-долната крива.

5. Заключение

Получените резултати в настоящата работа дават основание предложения метод за математическо и числено моделиране на двуфазни неизотермични струи да се използват успешно при подобни изследвания.



Фиг. 25



Фиг.26

ЛИТЕРАТУРА

[1] Антонов, И. С, ***Моделиране на двуфазни турбулентни струи***, С., 1995, дисертация за получаване на научната степен д.т.н.

[2] Лиен Х. Д., ***Двуфазни неизотермични турбулентни струи***, Докторска дисертация, София, 1996

[3] Р. Величкова, ***Двуфазна неизотермична струя изтичаща във високо температурна среда. Изследване на основата на метода на крайните разлики. Част 1: Математически модел***, годишник на ТУ-София, том 63, 2013

Автор: Росица Величкова, гл. ас. д-р - катедра „Хидроаеродинамика и хидравлични машини”, Енергомашиностроителен Факултет, Технически университет - София, E-mail address: *rositsavelichkova@abv.bg*

Постъпила на 09.05.2013 **Рецензент** проф. дтн И. Антонов