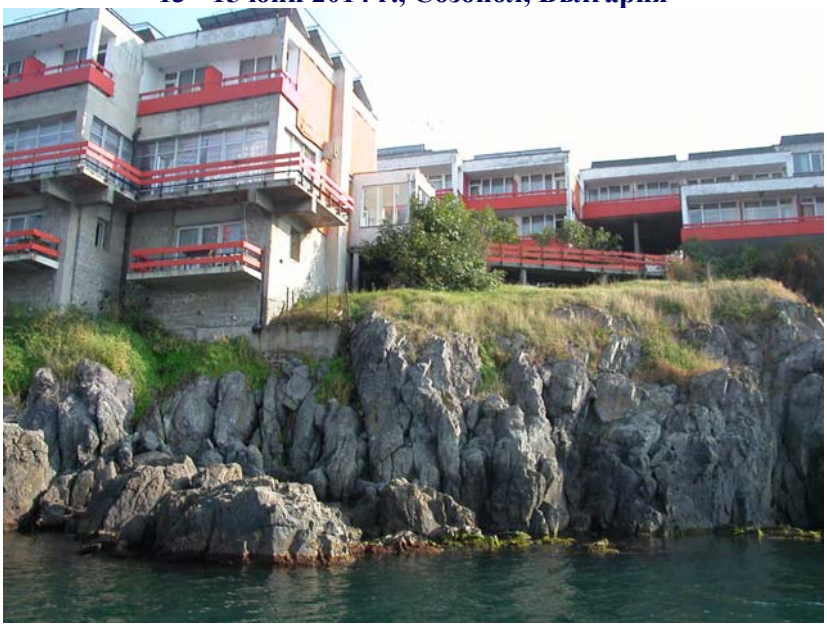
ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ

Том 64, книга 1, 2014

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2014, ФА
юбилей "40 ГОДИНИ ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА"
13 - 15 юни 2014 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 64, Issue 1, 2014

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2014, FA
Anniversary "40 YEARS FACULTY OF AUTOMATICS "
June 13 - 15, 2014, 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’2014

юбилей
“40 ГОДИНИ ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА“

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА’2014, ФА

Созопол 13.06. - 15.06.2014

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

председател

Емил Николов (BG)

зам. председател

Тодор Йонков (BG)

членове

Петко	**Петков**	(BG)	**Снежана**	**Терзиева**	(BG)
Снежана	**Йорданова**	(BG)	**Хасан**	**Абуайса**	(FR)
Валери	**Младенов**	(BG)	**Даниел**	**Жоли**	(FR)
Емил	**Гарипов**	(BG)	**Жил**	**Гонкалвес**	(FR)
Пламен	**Цветков**	(BG)	**Иван**	**Калайков**	(SE)
Живко	**Георгиев**	(BG)	**Николай**	**Христов**	(FR)
Михо	**Михов**	(BG)	**Алена**	**Козакова**	(SK)
Васил	**Гълъбов**	(BG)	**Даница**	**Росинова**	(SK)

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

председател

Александър Ищев

зам. председател

Станислав Енев

членове

Симона Филипова-Петракиева
Евтим Йончев
Цоньо Славов
Антония Панделова

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

координатор

Станислав Енев

системен администратор

Георги Ценов

организационен секретар

Мария Духлева

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA
FACULTY OF AUTOMATICS

Forum
„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol'2014

Anniversary
“40 YEARS FACULTY OF AUTOMATICS“

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS'2014, FA

June 13 - 15, 2014, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

chair of PC

Emil Nikolov (BG)

vice chair of PC

Todor Ionkov (BG)

members of PC

Petko	**Petkov**	(BG)	**Snejana**	**Terzieva**	(BG)
Snejana	**Yordanova**	(BG)	**Hassane**	**Abouaïssa**	(FR)
Valeri	**Mladenov**	(BG)	**Daniel**	**Jolly**	(FR)
Emil	**Garipov**	(BG)	**Gilles**	**Gonçalves**	(FR)
Plamen	**Tzvetkov**	(BG)	**Ivan**	**Kalaykov**	(SE)
Jivko	**Georgiev**	(BG)	**Nicolai**	**Christov**	(FR)
Mikho	**Mikhov**	(BG)	**Alena**	**Kozáková**	(SK)
Vasil	**Galabov**	(BG)	**Danica**	**Rosinová**	(SK)

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC

Alexandar Ichtev

vice chair of OS

Stanislav Enev

members of OC

Simona Filipova-Petrakieva
Evtim Jonchev
Tsonio Slavov
Antonia Pandelova

TECHNICAL COMMITTEE

coordinator

Stanislav Enev

system administrator

Georgi Tsenov

organizing secretary

Maria Duhleva

СЪДЪРЖАНИЕ том 64, книга 1

АВТОМАТИКА

1. Иван Уливеров, Евтим Йончев, Тодор Йонков **15**
Управление на трифазни импулсни AC/DC преобразуватели с двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа - част I

2. Евтим Йончев, Иван Уливеров, Тодор Йонков **25**
Управление на трифазни импулсни AC/DC преобразуватели с двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа - част II

3. Марин Жилевски, Михо Михов. **33**
Методика за избор на подавателни задвижвания за фрезови машини

4. Васил Балавесов **43**
Адаптивно управление за мехатронни системи с директен синтез на управлението

5. Атанас Димитров, Владимир Заманов. **51**
Телеуправление на изследователски мобилен робот

6. Дочо Цанков. **61**
Оценка на енергийната икономичност при управление на локални конвектори

7. Тодор Йонков, Христо Стоянов **71**
Управление на система с превключваща структура за поддържане на надналягане в чисти помещения в системите за сградна автоматизация

8. Христо Стоянов, Теодора Петрова **77**
Приложение на програмируеми логически контролери за управление на оптични слънцезащитни щори в системи за сградна автоматизация

9. Георги Иванов, Иван Костов **83**
Изследване на MRAS схема за оценка на скоростта на асинхронен двигател, ориентирана по намагнитващия ток

10. Ганчо Божилов. **93**
Изследване на пусковия процес на асинхронен двигател в еднофазен режим

11. Емил Николов. **101**
Пространствен преход на проекцията при управление на параболични обекти с разпределени параметри

12. Василка Стоилова, Емил Николов. **111**
Моделиране на транспортния трафик в класа на обектите с разпределени параметри

13. Снежана Йорданова **121**
Електронни форми за учене и развитие на компетенции по интелигентни системи за управление

14. Снежана Йорданова, Владимир Янков. **131**
Размит супервайзор за нелинейна самонастройка на регулатори при работа в реално време

15. Нина Николова **141**
Двустепенно репетитивно управление, част I филтри

16. Нина Николова **149**
Двустепенно репетитивно управление, част II системи

17. Борис Киров, Васил Гълъбов **157**
Нискотарифен набор от оборудване за производството на микрофлуидни чипове с приложение в биоинженерните научни изследвания и изработката на биоинженерни устройства

18. Станислав Енев **163**
нелинейно управление на трифазни асинхронни двигатели с компенсиране на кръстосаните връзки между електромагнитния момент и роторното потокосцепление

19. Александър Ефремов. **171**
Оптимизация на пазарни стратегии и числена реализация на симплекс метода

20. Методи Георгиев **179**
Приложение на системи с размита логика при управление на балансиращи товари в енергийните системи на индустриални обекти

21. Весела Карлова-Сергиева, Соня Николова **187**
Методически аспекти при подготовката на материали за електронно обучение

22. Александър Маринчев, Весела Карлова-Сергиева **195**
Експериментално изследване на лабораторен стенд "регулиране на ниво"

23. Борислав Георгиев. **201**
Предизвикателства пред висшето техническо образование в контекста на развитието на образователни технологии и глобализирания пазар на компетенции

24. Десислава Стоицева-Деличева **211**
Метод за повишаване на енергийната ефективност при конвективно сушене чрез реализиране на точност на сушене без директно измерване на влагосъдържанието на материала

25. Александър Маринчев **219**
Математичен модел на затворен контур за управление, в който участва човека като функционално звено

26. Чавдар Дойчинов. **227**
Оптимизиран подход за обработка на информацията при управление на стандартна балансираща група

27. Николинка Христова. **235**
Интегриране на оперативния мениджмънт и техническата поддръжка на съоръженията в производството на пелети

28. Елица Петрова, Пламена Златева **245**
Анализ на динамиката на клетъчния растеж на Acidithioacillus Ferooxidans при адаптация към високи концентрации на субстрат

29. Николай Гуров, Веселка Иванчева, Пламен Цветков, Георги Милушев, Георги Дюкенджиев, Христо Радев. **253**
Обучение по „Метрология и Измервателна Техника" в съответствие с изискванията на бизнеса

30. Веселка Иванчева, Николай Гуров, Силвия Качулкова, Божидар Джуджев **261**
Електронно обучение по дисциплината „Измерване на Неелектрични Величини”

31. Радослав Делийски **269**
Алгоритъм за класификация на обекти при визуален контрол и инспекция на качеството

32. Владислав Славов **279**
Виртуално лабораторно упражнение за измерване на напрежение с аналогов волтметър

33. Емил Гарипов, Величка Руйкова, Тодор Пелтеков **287**
Обобщено предсказващо управление при различна степен на неопределеност в модела на обекта

34. Емануил Марков, Иван Евгениев **297**
Симулация на енергийната консумация за целите на управление и икономия на енергия в обществена сграда

35. Александър Ищев **303**
Моделно базирана диагностика на неизправности. Приложение при следяща система - част 1

36. Александър Ищев **313**
Моделно базирана диагностика на неизправности. Приложение при следяща система - част 2

37. Камен Перев **323**
Апроксимация с полиноми на Чебишев за редуциране на реда на модела

38. Йордан Кралев, Филип Филипов, Красимира Филипова **333**
Аритметично устройство за числа с плаваща запетая за FPGA прибори

39. Цоньо Славов, Йордан Кралев, Петко Петков **343**
Идентификация на двуколесен робот като обект с неопределеност

40. Цоньо Славов, Теофана Пулева **353**
Хардуерна симулация на система за адаптивно управление с програмирано усилване на скоростта на хидроагрегат

41. Теофана Пулева, Георги Ружеков **363**
Компенсация на смущения при управление на активната мощност в енергийна система с ограничена мощност

42. Андрей Йончев **373**
Моделно прогнозиращо управление на вятърно енергийна система

43. Андрей Йончев **383**
Проектиране на робастно μ управляващо устройство за модел на система хидрогенератор

44. Аспарух Марковски **393**
Робастно управление на лабораторен модел - сервосистема

45. Емануил Марков **399**
Подход на програмната генерация при създаване на полу-натурни симулатори

46. Здравко Каракехайов **407**
ZETA алгебра: оптимизиране на вградените компютри за работа в реално време и ниска консумация

47. Веселин Георгиев **415**
Относно един подход за повишаване на надеждността на софтуера за системи за управление

48. Галина Чернева **425**
Оптимизация на формата на сигнала за отстраняване на преходния процес при предаването му

49. Атанас Атанасов, Ваня Кузманова **433**
Ролята на инженеринга на потребителските изискванията за създаването на успешен софтуерен продукт

50. Стоян Кирилов, Георги Ценов, Валери Младенов **443**
Синтез и анализ на мемристорен честотен умножител

51. Анна Апостолова-Йорданова, Снежана Терзиева **451**
Проблеми и задачи на прехода от средната към висшата техническа образователна степен (въз основа на опита при обучението по "Електротехника" на ученици в ТУ-ЕС към ТУ и студенти във ФЕТТ на ТУ)

52. Симона Петракиева **459**
Приложение на дистанционната форма на обучение в курсовете по "Теоретична Електротехника" при анализа на линейни електрически вериги

53. Атанас Червенков, Тодорка Червенкова, Ивелина Христова **467**
Изследване на капацитивното влияние на въздушна линия за високо напрежение върху електротехническите съоръжения

54. Георги Ценов **477**
Обучение в работната среда на Matlab с модулен графичен потребителски интерфейс

55. Радослава Авджиева **483**
Детектор на лъжата с използване на ЕЕГ сигнали от човешкия мозък и класификация с невронни мрежи

CONTENTS volume 64, Issue 1

AUTOMATICS

1. Ivan Uliverov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov 15
Three Phase Impulse AC/DC Converters with Bilateral Energy Exchange with Power Mains Control - part 1

2. Evtim Yonchev, Ivan Uliverov, Todor Ionkov 25
Phase Impulse AC/DC Converters with Bilateral Energy Exchange with Power Mains Control - part 2

3. Marin Zhilevski, Mikho Mikhov 33
Methodology for Selection of Feed Drives for Milling Machines

4. Vassil Balavessov 43
Adaptive Control for Mechatronic Systems with Direct Control Synthesis

5. Atanas Dimitrov, Vladimir Zamanov 51
Teleoperation of a Mobile Robot for Exploration

6. Docho Tsankov 61
Evaluation Energy Saving in the Management of Local Convectors

7. Todor Ionkov, Hristo Stoyanov 71
Overpressure Control in Clean Room with Switching Structure to Overpressure Control in Clean Rooms into Building Management System

8. Hristo Stoyanov, Teodora Petrova 77
Implementation of Programmable Logical Controller for Management of Optical Sunblinds into Building Management System

9. Georgi Ivanov, Ivan Kostov 83
Study of Sensorless Speed Estimation Scheme of Induction Motor, Based on MRAS Model and Oriented by Mutual Current

10. Gantcho Bojilov 93
Study of the Starting Process of the Induction Motor in Single Phase Regime

11. Emil Nikolov 101
Spatial Transition of the Projection in Control of Parabolic PDEs Plants with Distributed Parameters

12. Vassilka Stoilova, Emil Nikolov 111
Modeling of the Transport Traffic in the Class Distributed Parameters Plant

13. Snejana Yordanova 121
Electronic Forms for Learning and Development of Competencies on Intelligent Control Systems

14. Snejana Yordanova, Vladimir Yankov 131
Fuzzy Supervisor for Nonlinear Self-Tuning of Controllers in Real Time Operation

15. Nina Nikolova 141
Dual-Stage Repetitive Control, part I Filters

16. Nina Nikolova 149
Dual-Stage Repetitive Control, part II Systems

17. Boris Kirov, Vassil Galabov 157
A Low-Cost Equipment Setup for the Fabrication of Microfluidics Chips Applied in Bioengineering Research and Devices Building

18. Stanislav Enev. 163
Discrete-Time Nonlinear Control of Three-Phase Induction Motors with Torque and Rotor Flux Decoupling

19. Alexander Efremov. 171
Marketing Strategy Optimization and a Numerical Realization of the Simplex Method

20. Metody Georgiev 179
Fuzzy Logic Application for Ballancing Load Control in Industrial Energy Systems

21. Vessela Karlova, Sonia Nikolova. 187
Methodological Aspects in the Preparation of e-Learning Forms

22. Aleksandar Marinchev, Vessela Karlova-Sergieva. 195
Experimental Study of Laboratory Bench "Level Control"

23. Borislav Georgiev. 201
Challenges in Front of Technical Higher Education in the Context of the Educational Technologies Development and Globalized Competence Markets

24. Desislava Stoitseva-Delicheva 211
Method for Improved Energy Efficiency in Convective Dryer through Precision in Drying without Direct Measurement of Material's Moisture Content

25. Aleksandar Marinchev 219
Mathematical Model of Closed Loop Control System in which Human Participate as Functional Unit

26. Chavdar Doychinov 227
An Optimized Management Approach for Processing Information in a Standard Balancing Group

27. Nikolinka Christova 235
Integrating the Operation Management and Equipment Maintenance of Pellet Manufacturing

28. Elitsa Petrova, Plamena Zlateva 245
Analysis on the Cell Growth Dynamics of Acidithioacillus Ferooxidans at Adaptation to High Substrate Concentrations

29. Nikolay Gourov, Veselka Ivancheva, Plamen Tzvetkov, Georgi Milushev, Georgi Dukendjiev, Hristo Radev. 253
Education on Metrology and Measurement Technique in Accordance with the Requirements of the Industry

30. Veselka Ivancheva, Nikolay Gourov, Silviya Kachulkova, Bozhidar Dzhudzhev 261
E-Learning on "Measurement of Nonelectrical Quantities"

31. Radoslav Deliyski. 269
Algorithm for Object Classification in Visual Quality Control and Inspection

32. Vladislav Slavov. 279
Virtual Laboratory Exercise for Voltage Measurement with Analogue Voltmeter

33. Emil Garipov, Velichka Ruykova, Todor Peltekov 287
Generalized Predictive Control for Different Plant Models Uncertainty

34. Emanuil Markov, Ivan Evg. Ivanov 297
Simulation of Energy Consumption for Prediction of Efficient Energy Control in a Business Building

35. Alexandar Ichtev 303
Model Based Fault Diagnosis. Application with Servo System - part I

36. Alexandar Ichtev 313
Model Based Fault Diagnosis. Application with Servo System - part II

37. Kamen Perev 323
Chebyshev Polynomial Approximation for Model Order Reduction

38. Jordan Kralev, Filip F. Filipov, Krasimira Filipova. 333
Floating-Point Operations for FPGA

39. Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Petko Petkov 343
Identification of Two Wheeled Robot

40. Tsonyo Slavov, Teofana Puleva 353
Hardware in the Loop Simulation of System for Gain Scheduling Control of Hydro-turbine Speed

41. Teofana Puleva, Georgi Ruzhekov 363
Disturbance Rejection in Active Power Control in Power Limited Energy System

42. Andrey Yonchev. 373
Model Predictive Control of Wind Energy System

43. Andrey Yonchev. 383
Robust μ Controller Design of a Hydro Generator System Model

44. Asparuh Markovski 393
Robust Control of Laboratory Stand - Servo System

45. Emanuil Markov. 399
Program Generation Approach for Creation of Seminature Simulators

46. Zdravko Karakehayov. 407
ZETA Algebra: Where Embedded Computing Real-Time and Low-Power Meet

47. Vesselin Evgueniev Gueorguiev. 415
An Approach for Increasing Dependability and Security of Computer Control Systems Software

48. Galina Cherneva. 425
Optimization of Signal Form for Eliminationthe Transition Process by the Transmission

49. Atanas Atanasov, Vanya Kuzmanova 433
The Role of Requirements Engineering for Development of Successful Software

50. Stoyan Kirilov, Georgi Tsenov, Valeri Mladenov 443
Synthesis and Analysis of a Memristor Frequency Multiplier

51. Anna Apostolova-Iordanova, Snejana Terzieva. 451
Some Problems of the Transition from Secondary to Higher Technical Education (Based on the Experience in Teaching "Electrical Engineering" to Students at the TS"ES" Associated with Sofia TU in and Students at the FETT of the TU)

52. Simona Petrakieva 459
E-Learning in Theoretical Electrical Engineering Courses for Linear Electrical Circuits Analysis

53. Atanas Chervenkov, Todorka Chervenkova, Ivelina Hristova 467
Investigation of the Capacitive Influence of High-Voltage Overhead Lines on the Electrical Equipments

54. Georgi Tsenov 477
Teaching Courses in Matlab with Modular Graphical User Interface

55. Radoslava Avdzhieva 483
Lie Detector with Usage of EEG Signals from the Human Brain and Classification with Neural Networks

Author's Index - Volume 64, Issue 1

	author	page		author	page
1	Aleksandar Marinchev	219, 195	23	Gantcho Bojilov	93
2	Alexandar Ichtev	313, 303	24	Georgi Dukendjiev	253
3	Alexander Efremov	171	25	Georgi Ivanov	83
4	Andrey Yonchev	383, 373	26	Georgi Milushev	253
5	Anna A. Iordanova	451	27	Georgi Ruzhekov	363
6	Asparuh Markovski	393	28	Georgi Tsenov	477, 443
7	Atanas Atanasov	433	29	Hristo Radev	253
8	Atanas Chervenkov	467	30	Hristo Stoyanov	77, 71
9	Atanas Dimitrov	51	31	Ivan Evg. Ivanov	297
10	Boris Kirov	157	32	Ivan Kostov	83
11	Borislav Georgiev	201	33	Ivan Uliverov	25, 15
12	Bozhidar Dzhudzhev	261	34	Ivelina Hristova	467
13	Chavdar Doychinov	227	35	Jordan Kralev	343, 333
14	Desislava Stoitseva	211	36	Kamen Perev	323
15	Docho Tsankov	61	37	Krasimira Filipova	333
16	Elitsa Petrova	245	38	Marin Zhilevski	33
17	Emanuil Markov	399, 297	39	Metody Georgiev	179
18	Emil Garipov	287	40	Mikho Mikhov	33
19	Emil Nikolov	111, 101	41	Nikolay Gourov	261, 253
20	Evtim Yonchev	25, 15	42	Nikolinka Christova	235
21	Filip Filipov	333	43	Nina Nikolova	149, 141
22	Galina Cherneva	425	44	Petko Petkov	343

Author's Index - Volume 64, Issue 1

	author	page		author	page
45	Plamen Tzvetkov	253	60	Todorka Chervenkova	467
46	Plamena Zlateva	245	61	Tsonyo Slavov	353, 343
47	Radoslav Deliyski	269	62	Valeri Mladenov	443
48	Radoslava Avdzhieva	483	63	Vanya Kuzmanova	433
49	Silviya Kachulkova	261	64	Vassil Balavessov	43
50	Simona Petrakieva	459	65	Vassil Galabov	157
51	Snejana Terzieva	451	66	Vassilka Stoilova	111
52	Snejana Yordanova	131, 121	67	Velichka Ruykova	287
53	Sonia Nikolova	187	68	Veselka Ivancheva	261, 253
54	Stanislav Enev	163	69	Vessela Karlova	195, 187
55	Stoyan Kirilov	443	70	Vesselin Gueorguiev	415
56	Teodora Petrova	77	71	Vladimir Yankov	131
57	Teofana Puleva	363, 353	72	Vladimir Zamanov	51
58	Todor Ionkov	71, 25, 15	73	Vladislav Slavov	279
59	Todor Peltekov	287	74	Zdravko Karakehayov	407

Volume 64 Issue 1

pages	articles	authors
490	55	74

УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗНИ ИМПУЛСНИ AC/DC ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С ДВУСТРАНЕН ОБМЕН НА ЕНЕРГИЯ СЪС ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА – ЧАСТ I

Иван Уливеров, Евтим Йончев, Тодор Йонков

Резюме: *В работата се анализират качествените показатели на структури за управление на трифазни импулсни AC/DC преобразуватели с двустранен обмен на енергия. Представена е нова стратегия за синхронизация, съчетаваща качествата на пряката модулация на заданията за ток с фазните напрежения и тези на управлението на фаза в затворен контур. Методът позволява бързо пресмятане на ъгъла на завъртане на вектора на мрежовото напрежение чрез тригонометричната зависимост atan2(y, x). Методът е изследван чрез симулационен модел в Matlab/Simulink. Представени са резултати от експериментални изследвания върху система за управление реализирана с цифров сигнален процесор TMS320F2812 в различни режими на работа.*

Ключови думи: *затворена система за управление на фаза, инвертор на напрежение, пряко управление на мощността, управление с ориентация по напрежението, изправител с импулсно управление, пространствена векторна модулация.*

THREE PHASE IMPULSE AC/DC CONVERTERS WITH BILATERAL ENERGY EXCHANGE WITH POWER MAINS CONTROL – PART 1

Ivan Uliverov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov

Abstract: *In this paper, quality indicators of three phase impulse AC/DC converters with bilateral energy exchange control structures are analyzed. A new strategy for synchronization combining the qualities of direct modulation of current assignments with phase voltages and those of phase closed loop control is shown. This method makes fast calculation of the angle of mains voltage vector's rotation by trigonometric relation atan2(y,x). This method is examined by simulation model in Matlab/Simulink. Results from experimental studies of controlling system executed by digital signal processor TMS320F2812 in different behavior are shown.*

Keywords: *phase closed loop (PLL), voltage source inverter, Direct power control, voltage oriented control, PWM rectifier, space vector modulation*

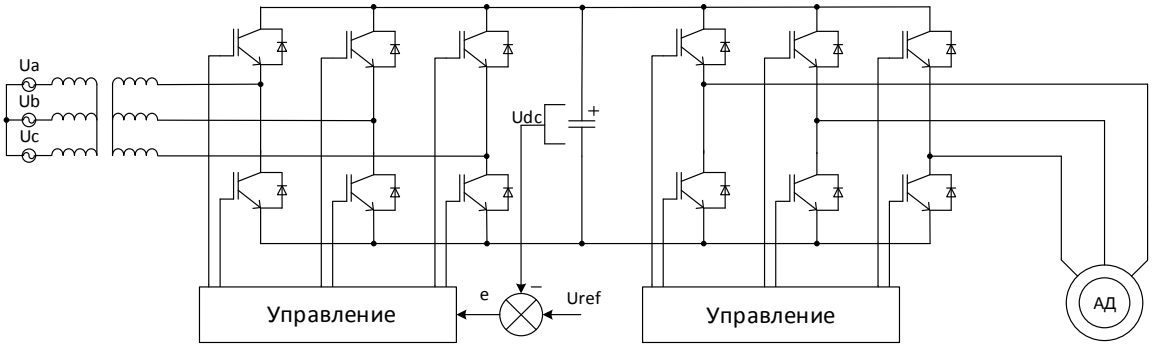
1. Въведение

В системите за управление на променливотокови електрозадвижвания за преобразуване на постоянното напрежение се използват инвертори на напрежение

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

или ток. При тях DC напрежението обикновено се осигурява от неуправляеми (диодни) или фазово управляеми изправители с естествена комутация, за които са добре известни присъщите им недостатъци (нисък фактор на мощността, еднопосочен пренос на енергия, голяма стойност на капацитета в звеното за постоянен ток [1,2,3], високо ниво на хармоници от нисък ред в тока, съгласно стандарти като IEEE519 - 1992 и IEC 61000-3-2/IEC 6100-3-4 [4,5,6]. Приложението на импулсните преобразуватели на напрежение (фиг.1), работещи съвместно със захранващата променливотокова мрежа (импулсни токоизправители) води до съществено подобрение на енергетичните показатели, както и до разширяване на възможностите и режимите на работа на тези задвижвания.



Фиг.1. Система за електрозадвижване с двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа

Целта на настоящата работа е да се анализират показателите за качество на системи за електрозадвижване с двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа в зависимост от методите за импулсна модулация и стратегиите за управление на обмена на активна и реактивна енергия с оглед предлагане на нов подобрен метод за управление. Изпълнението на дефинираната цел е свързано с решаване на следните основни задачи: моделиране на системата за електрозадвижване по предложения метод за управление и анализиране на показателите за качество; разработване на алгоритми за управление с цифров сигнален процесор TMS320F2812; експериментално изследване на показателите за качество при несиметрия в захранващата мрежа.

Резултатите от проведените изследвания са представени в две части. Настоящата е първата и обхваща анализа на методите за импулсна модулация и стратегиите за управление на обмена на активна и реактивна енергия. Във втората част е предложен подобрен спрямо класическия подход метод за управление и са изследвани показателите за качество, верифицирани чрез експериментални изследвания.

2. Методи за импулсно управление

За управление на силовите ключове на управляемия по ток инвертор на напрежение се използват основно три метода на модулация: периодично тестване (ПТ) - фиг.2.a, двупозиционно хистерезисно управление (ДХУ) - фиг.2b и синусоидална ШИМ (СШИМ) - фиг.2.c. Основното предимство на метода с ПТ е, че минималното време за превключване между състоянията се ограничава до периода на тактовата поредица. Въпреки това честотата на превключване е про-

менлива. При метода на ДХУ превключване на силовите транзистори в рамото (фазата) се извършва, когато грешката между зададената и действителна стойност на тока надхвърли хистерезисната зона. Честотата на превключване е променлива, а модулацията е смесена – честотно-широчинно-импулсна. Максималната стойност на честотата може да бъде оценена чрез следното уравнение:

$$F_s^{max} = \frac{V_D}{4hL_s} \quad (1)$$

където: L_s – последователно свързаната индуктивност; h – ширина на хистерезисната зона; V_d – постояннотоковото захранващо напрежение.

Методът СШИМ изисква допълнителен ПИ регулатор на грешката по ток и сравнение с триъгълно опорно напрежение с фиксирана амплитуда и честота. Емпирично е установено е, че за постигане на добра динамика и приемлива динамична грешка, стойностите за Kp и Ki се настройват:

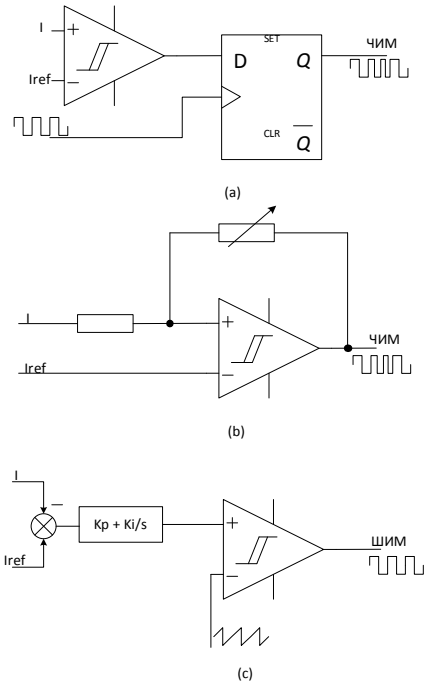
$$kp = \frac{L_S \omega_C}{2V_D} \quad (2)$$

$$ki = \omega_C kp^* \quad (3)$$

За оценка на изкривяванията вследствие дискретния характер на работа на преобразувателя се дефинира коефициент на изкривяване

$$\%THD = \frac{100}{I_{rms}} \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (i_{line} - i_{ref})^2 dt} \quad (4)$$

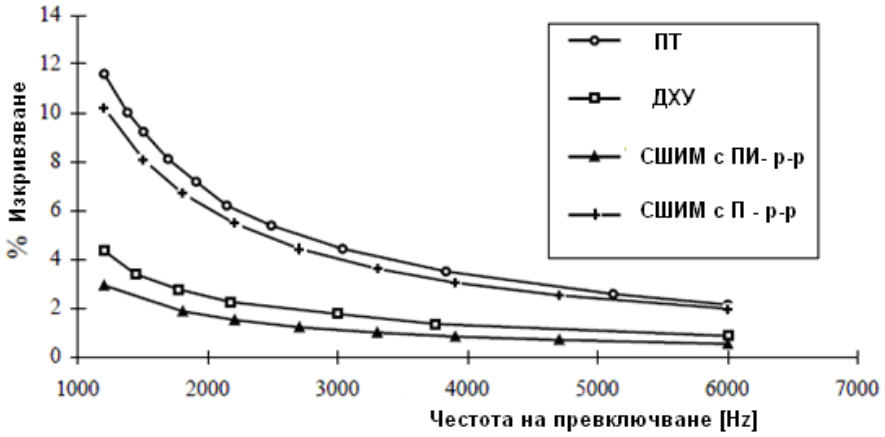
Този израз измерва относителната грешка (или изкривяване) на генерираните токове спрямо референтната форма и отчита грешките вследствие пулсациите в амплитудата и фазата на измерения сигнала.



Фиг.2. Методи за импулсна модулация

При честоти на превключване 1.5 kHz, ПТ методът е лесно реализуем, но дава най-лоши показатели. Методите на ДХУ и СШИМ с ПИ регулатори са доста сходни. Фиг.3 показва, че колкото е по-висока честота на превключване, тол-

кова повече резултатите, получени с различните методи за модулация, са със сравними показатели по отношение на хармоничните изкривявания.



Фиг.3. Зависимост на нелинейните изкривявания от комутационната честота за различните методи на модулация

За управление на трифазни AC/DC преобразуватели широко приложение намира методът на пространствената векторна широчинно-импулсна модулация (SVPWM), който е базиран на представянето на системата от трифазни величини като пространствен вектор в неподвижна правоъгълна координатна система.

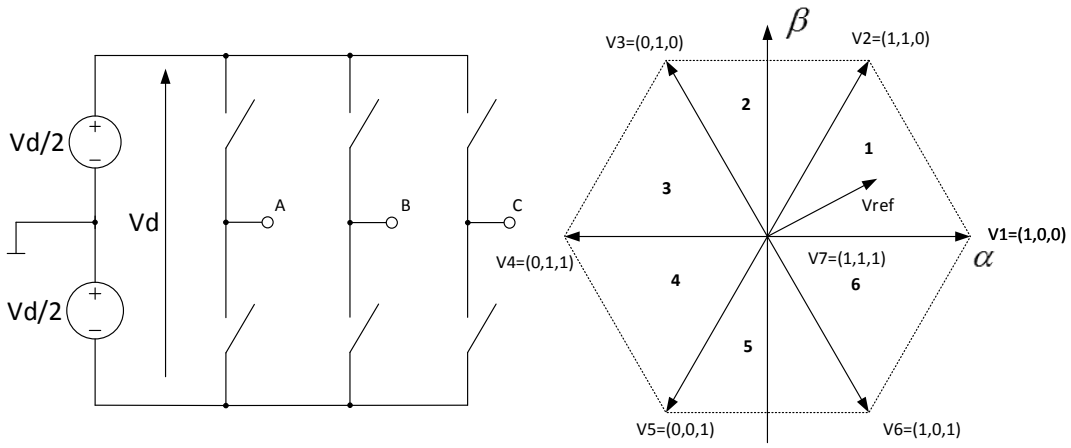
Базирано на напреженията на трите фази (V_{a0},$V_{в0}$,V_{c0}) получаването на векторите (V_{α},V_{β}) в $0\alpha\beta$ стационарна, двумерна координатна система става чрез т. нар. право Кларк преобразуване:

$$u = u_{\alpha} + ju_{\beta} = \frac{2}{3}(u_{A0}a^0 + u_{B0}a^1 + u_{C0}a^2), \qquad (5)$$

където:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

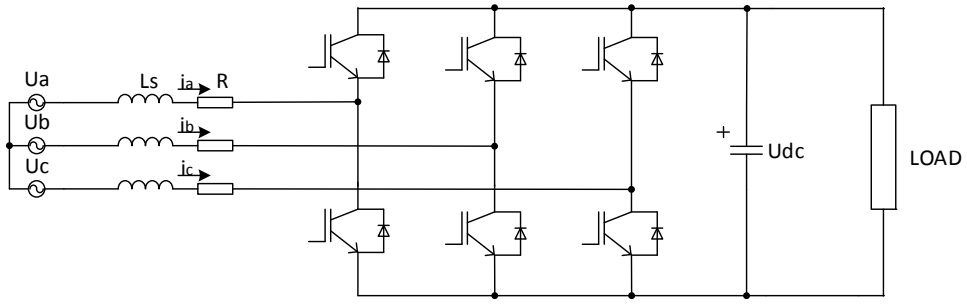
Известно е, че симетричната система от трифазни величини се изобразява с пространствен вектор с дължина, равна на амплитудата на напреженията, въртящ се с ъглова скорост $\omega = 2\pi f_{ref}$. От схемата на инвертора (фиг.4) се изяснява, че съществуват осем състояния, представлявани от два нулеви и шест активни вектора, формиращи шестоъгълник. Пространственият вектор се представя във всеки сектор на $0\alpha\beta$ координатната система чрез ШИМ модулация на двата най-близки активни вектора и вектора на нулевото състояние. За да бъде намалена до минимум честотата на комутациите на силовите ключове последователността на преминаване през активните състояния се организира така, че само едно рамо на инвертора да превключва за период. Този тип модулация води до по-пълно използване на захранващото напрежение, следователно до повишена ефективност на инвертора до 90.6%, до по-малки хармонични изкривявания (1,15%) и по-бързо време за реакция (114ms) с изходна грешка 0.13V в сравнение със синусоидална СШИМ (хармонични изкривявания 3.73%, време за реакция 136ms и изходна грешка 0.23V)[10].



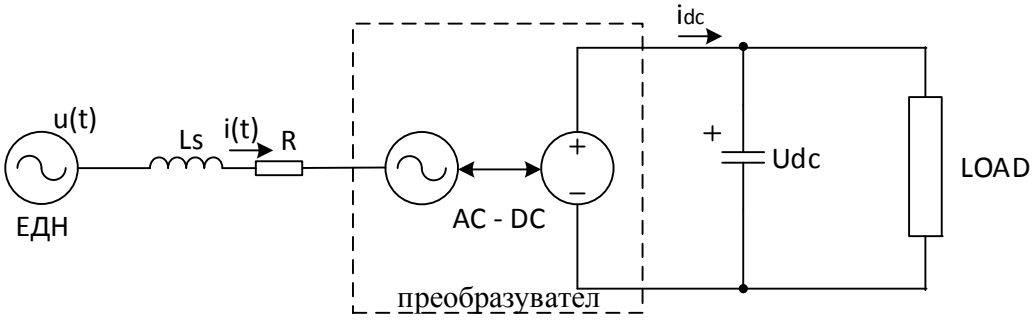
Фиг.4. Състояния на инвертора

3. Математическо описание

Схемно един мрежов трифазен преобразувател може да бъде представен със следната идеализирана принципна схема - фиг.5, като електрическите уравнения са базирани на еквивалентната еднофазна функционална (фиг.6) и заместваща (фиг.7) схеми.

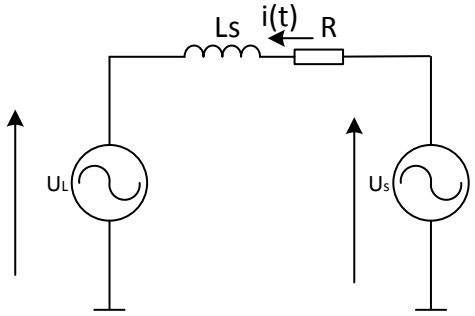


Фиг.5. Идеализирана принципна схема на трифазен мрежов импулсен преобразувател



Фиг.6. Еднофазна функционална схема

В схемата на фиг.7, R и L представят еквивалентното сумарно фазно активно съпротивление и индуктивност, Us – фазното напрежение, а U_L е напрежението на звеното за постоянен ток.



Фиг.7. Еднофазна заместваща схема

Уравненията за равновесие на напреженията в трифазна, непреобразувана координатна система:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \tag{6}$$

Уравненията (6) в стационарна двуфазна $0\alpha\beta$ координатна система са:

$$U_L = \begin{bmatrix} U_{L\alpha} \\ U_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \end{bmatrix} \tag{7}$$

Уравненията (7) в синхронно въртяща се с резултиращия вектор на фазното напрежение $0dq$ координатна система са:

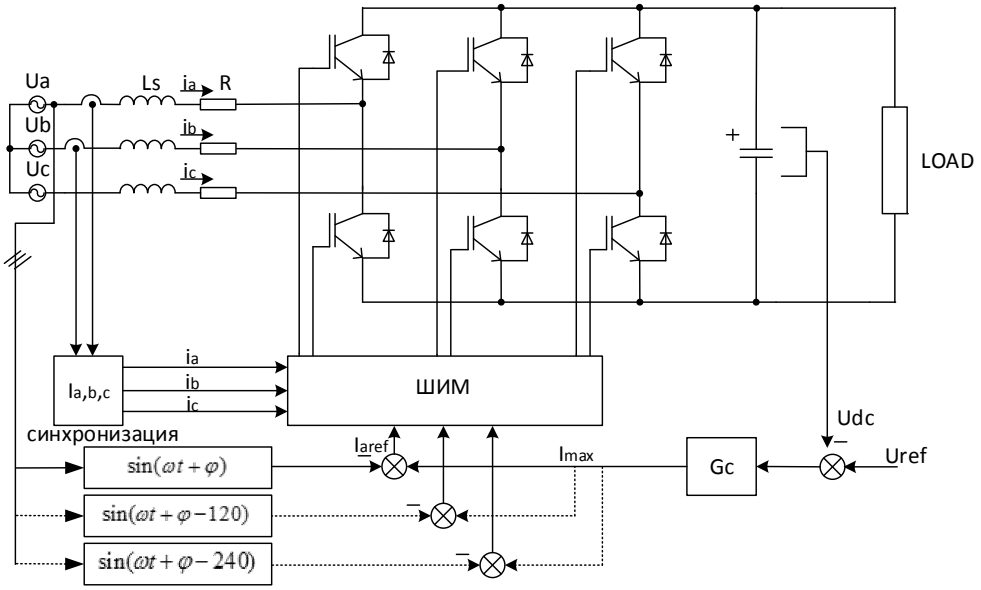
$$\begin{bmatrix} U_{Ld} \\ U_{Lq} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -i_{Lq} \\ i_{Ld} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \tag{8}$$

Напрежението върху индуктивността може да се изрази със следната векторна формула.

$$L \frac{\boldsymbol{di_{Ldq}}}{dt} = \boldsymbol{u_{Ldq}} - j\omega L \boldsymbol{i_{Ldq}} - \boldsymbol{u_{sdq}} \tag{9}$$

4. Методи за управление на трифазни импулсни изправители

Известни са няколко стратегии за управление на импулсни токоизправители.

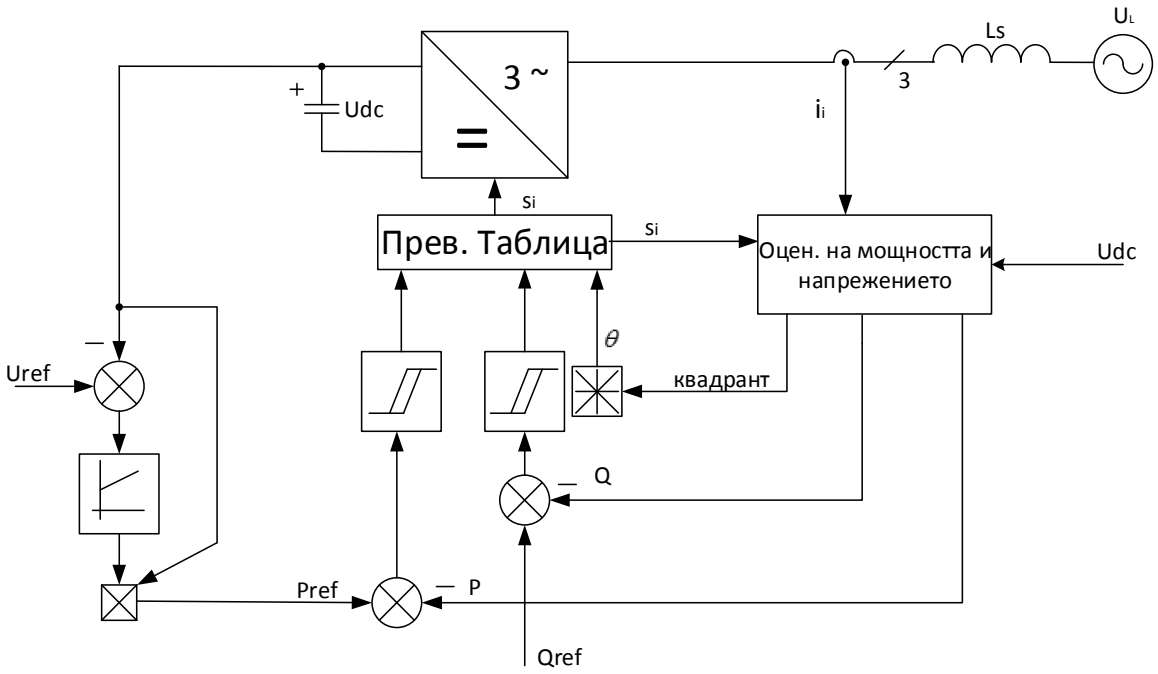


Фиг.8. Функционална схема на преобразувател, осигуряващ обмен на активна енергия със захранващата мрежа

В „класическият вариант” чрез задаване на фазата на резултиращия вектор на тока спрямо напрежението се постига консумация на чисто активна енергия, а при непълно натоварване - и компенсация на реактивна енергия и на изкривяванията в захранващата мрежа. За осъществяването на тази функционалност се прилага управление на фазата в затворен контур (PLL), осигуряващ синхронизация на генерирания изход с постъпващия на входа сигнал по честота и фаза, независимо от амплитудата на входа. В някои случаи се цели консумация само на активна енергия и синусоидално развитие на тока, при което заданията за фазен ток се модулират директно с фазните напрежения - фиг.8.

4.1. Директно управление на мощността

Между директното управление на мощността и директното управление на момента (Direct Torque Control, DTC) при асинхронните електродвигатели съществува аналогия, доколкото активната и реактивната мощност заместват момента и роторното потокосцепление, използвани в DTC. Основната идея на метода е, че трябва от предварително зададена таблицата на превключване да бъде избрано състояние на силовите ключове в зависимост от грешката (фиг.9). За изчисляване на мощността (активна и реактивна) с минимален брой сензори се прилага оценяване на вектора на напрежението по измереното постоянно напрежение. Имплементацията на такъв начин на управление налага пресмятането на производната на измерените токове [9]. Използването на производната на токовете води до увеличаване на шума в управляващия контур, което от своя страна увеличава нивото на деформация на сигнала.



Фиг.9. Блокова схема на система с директно управление на мощността

4.2. Управление с ориентация по напрежението

Управлението с ориентация на напрежението се базира на идеята за развързване на взаимната зависимост между компонентите на товарния ток в синхронно

въртяща се с мрежата координатна система. В тази координатна система уравненията на напрежението са:

$$u^u = u_u^u + L\frac{di_s^u}{dt} + Ri_s^u + j\omega L_s i_s^u \tag{10}$$

Компонентите на вектора на напрежението - d и q съставящи се представят с:

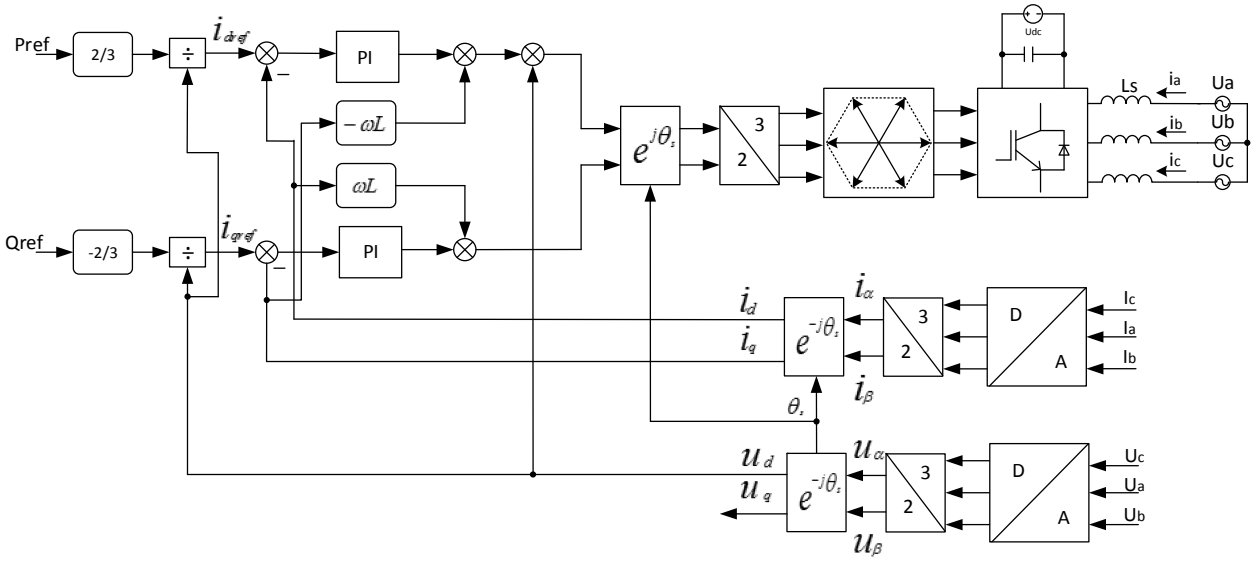
$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + Ri_{sd} + L\frac{di_{sd}}{dt} - \omega Li_{sq} \\ u_q = u_{sq} + Ri_{sq} + L\frac{di_{sq}}{dt} + \omega Li_{sd} \end{cases} \tag{11}$$

Както се вижда от уравненията, напреженията по отделните оси не са еднозначно определени от съставящите на тока. Затова е необходимо допълнително развързване на кръстосаните връзки(фиг.10). За получаването на активната и реактивна мощност в синхронно въртяща се координатна система се отчитат зависимостите:

$$P = \frac{3}{2}u_d i_{sd}, Q = -\frac{3}{2}u_d i_{sq} \tag{12}$$

Компонентите на напрежението :

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \omega Li_{sq} + u_d + \Delta u_{sd} \\ u_{sq} &= -\omega Li_{sd} + \Delta u_{sq} \end{aligned} \tag{13}$$



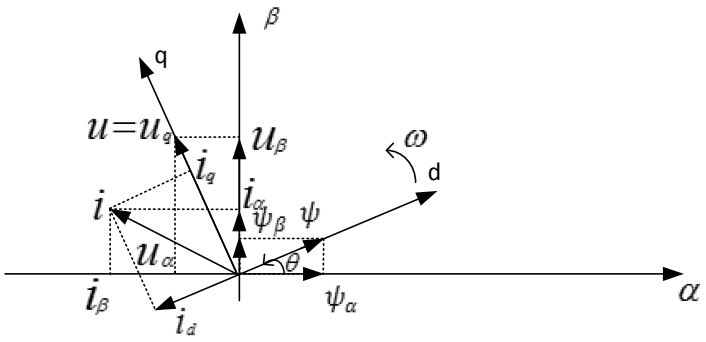
Фиг.10. Структурна схема на система за управление с ориентация по напрежението

4.3. Методи, базирани на „виртуалния поток”

Електрическата мрежа може да бъде разгледана като еквивалентен променливотоков двигател, характеризиращ се с индуктивност на разсейване. Това е еквивалентно на свързана последователно във фазата индуктивност и наличие на противоелектродвижещо напрежение, еквивалентно на мрежовото напрежение. Оценението поток, еквивалентен на магнитния поток на двигателя, може да бъде дефиниран чрез интегриране на мрежовото напрежение. В стационарна координатна система е валидно:

$$\psi_d = \int \left(u_{sd} + L\frac{di_{sd}}{dt}\right)dt \quad ; \quad \psi_q = \int \left(u_{sq} + L\frac{di_{sq}}{dt}\right)dt \tag{14}$$

Компонентите на потокосцеплението се явяват в квадратура спрямо компонентите на напрежението – фиг.11.

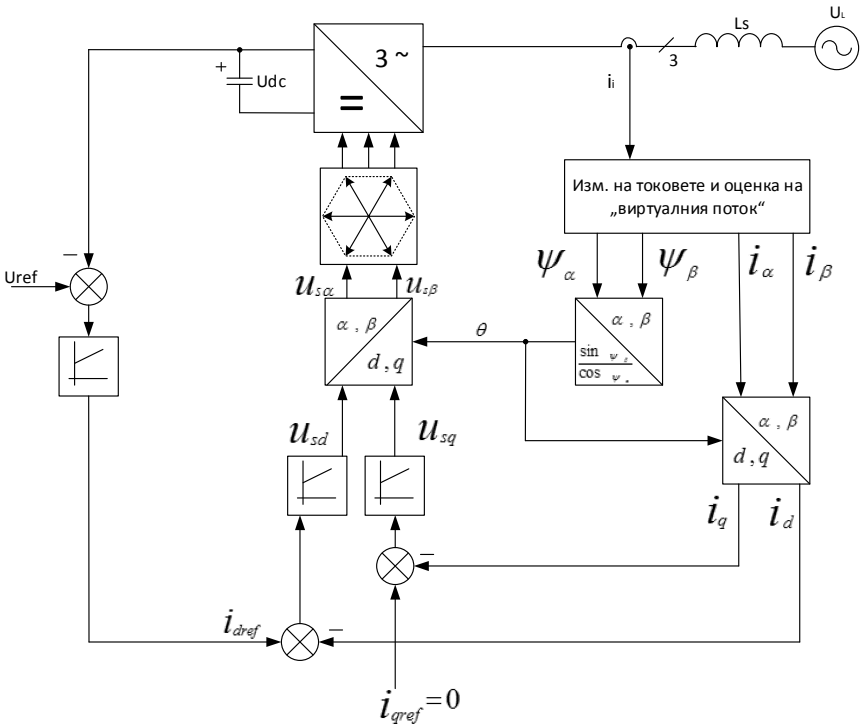


Фиг.11. Векторна интерпретация на метода

Активната и реактивна мощности, изразени чрез оценения поток, а не чрез мрежовото напрежение, което в повечето случаи е прекомерно зашумено, са:

$$P = \frac{3}{2}\omega(\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd})$$
$$Q = \frac{3}{2}\omega(\psi_d i_{sd} + \psi_q i_{sq}) \qquad (15)$$

Този подход – «виртуалния поток» - може да бъде приложен и при двата посочени по-горе методи (фиг.12), като основните предимства са по-добра шумозащитеност, подобрен хармоничен състав и намалени флуктуации на активната и реактивна мощности[8].



Фиг.12. Приложение на подхода, базиран на „виртуалния поток” при управление с ориентация по напрежението

Основният резултат от направения анализ, в съответствие с [11] се свежда до извода, че единствено управлението с ориентация по напрежението в двата, разгледани от нас варианти, отговаря едновременно на изискванията на Европейс-

кия стандарт [Standard IEC/EN61727, Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the utility interface, IEC Std, 1997] и на американския стандарт [IEEE 1547-2003, Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2003.], при които се допускат до 5 % хармонични изкривявания.

Резултатите от настоящите изследвания са представени в две части. Настоящата е първата част, в която са анализирани методите за импулсна модулация и стратегиите за управление на обмена на активна и реактивна енергии. Втората част обхваща: предложеният в разработката нов подобрен метод за управление спрямо класическите подходи, моделни изследвания на показателите за качество, верификация на резултатите чрез експериментални физически изследвания и литературата.

Автори: Иван Уливеров, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Евтим Йончев, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *efo@tu-sofia.bg*; Тодор Йонков, проф. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София

Постъпила на 07.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Михо Р. Михов

УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗНИ ИМПУЛСНИ AC/DC ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ С ДВУСТРАНЕН ОБМЕН НА ЕНЕРГИЯ СЪС ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА – ЧАСТ II

Евтим Йончев, Иван Уливеров, Тодор Йонков

Резюме: *В работата се анализират качествените показатели на структури за управление на трифазни импулсни AC/DC преобразуватели с двустранен обмен на енергия. Представена е нова стратегия за синхронизация, съчетаваща качествата на пряката модулация на заданията за ток с фазните напрежения и тези на управлението на фаза в затворен контур. Методът позволява бързо пресмятане на ъгъла на завъртане на вектора на мрежовото напрежение чрез тригонометричната зависимост atan2(y, x). Методът е изследван чрез симулационен модел в Matlab/Simulink. Представени са резултати от експериментални изследвания върху система за управление реализирана с цифров сигнален процесор TMS320F2812 в различни режими на работа.*

Ключови думи: *затворена система за управление на фаза, инвертор на напрежение, пряко управление на мощността, управление с ориентация по напрежението, изправител с импулсно управление, пространствена векторна модулация.*

THREE PHASE IMPULSE AC/DC CONVERTERS WITH BILATERAL ENERGY EXCHANGE WITH POWER MAINS CONTROL – PART 2

Evtim Yonchev, Ivan Uliverov, Todor Ionkov

Abstract: *In this paper, quality indicators of three phase impulse AC/DC converters with bilateral energy exchange control structures are analyzed. A new strategy for synchronization combining the qualities of direct modulation of current assignments with phase voltages and those of phase closed loop control is shown. This method makes fast calculation of the angle of mains voltage vector's rotation by trigonometric relation atan2(y,x). This method is examined by simulation model in Matlab/Simulink. Results from experimental studies of controlling system executed by digital signal processor TMS320F2812 in different behavior are shown.*

Keywords: *phase closed loop (PLL), voltage source inverter, Direct power control, voltage oriented control, PWM rectifier, space vector modulation*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Въведение

Резултатите от настоящите изследвания са представени в две части. В първата част са анализирани методите за импулсна модулация и стратегиите за управление на обмена на активна и реактивна енергии. Настоящата е втората част, която обхваща: предложеният в разработката нов подобрен метод за управление спрямо класическите подходи, моделни изследвания на показателите за качество, верификация на резултатите чрез експериментални физически изследвания и литературата.

5. Модифициран метод за управление на трифазен импулсен преобразувател

Модифицираният метод за управление на трифазен импулсен преобразувател се характеризира с едновременното съчетаване на качествата на „класическия вариант" и тези, на управлението на фаза в затворен контур. Негово предимство е лесната реализуемост, когато се използва цифров сигнален процесор. Това се дължи на прилагането на специфични тригонометрични операции, които сигналният процесор изпълнява - в частност пресмятане на четириквадрантния atan2(x,y).

Четириквадрантния atan2(x,y) е тригонометрична функция с два аргумента, чрез които се определя квадранта, в който се намира пресметнатия ъгъл. Това не е възможно при едноаргументния atan. Различните от нула реални стойности на аргументите x и y чрез функцията atan определят еднозначно конкретен ъгъл в радиани.

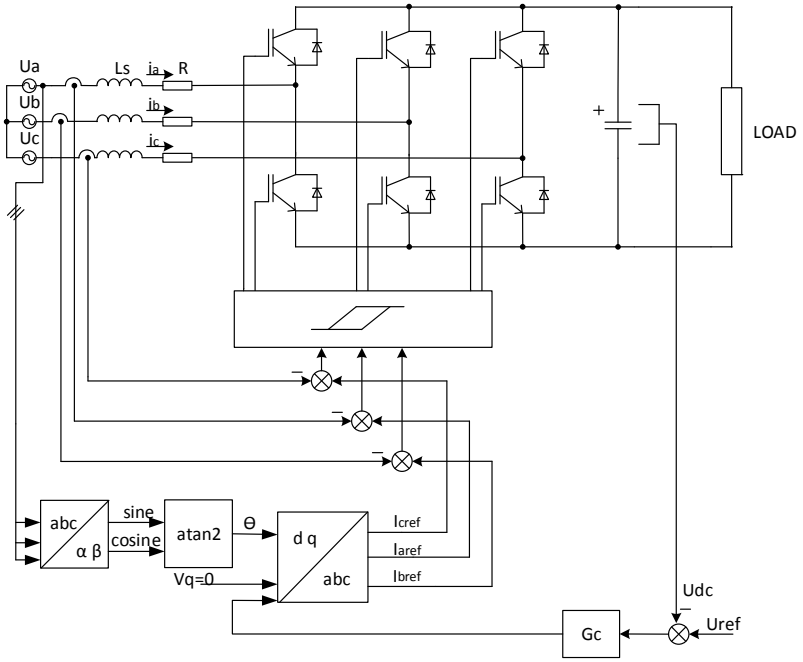
Стандартно ***arctan*** функцията се дефинира в границите между (−π/2, π/2) и може да се представи във вида:

$$\text{atan2(x, y)} \begin{cases} arctan\frac{x}{y} & x > 0 \\ arctan\left(\frac{x}{y}\right) + \pi & y \geq 0, x < 0 \\ arctan\left(\frac{x}{y}\right) - \pi & y < 0, x < 0 \\ \frac{\pi}{2} & y > 0, x = 0 \\ -\frac{\pi}{2} & y < 0, x = 0 \\ 0 & y = 0, x = 0 \end{cases} \quad (16)$$

Функционалната схема на модифицирания метод за управление на трифазен импулсен преобразувател е следната (фиг.13).

За разлика от подходите използващи управление на фазата в затворен контур, тук не са необходими детектор на фазова разлика, регулатор (PI) и управляван с напрежение генератор (VCO). Напрежението Uq се поддържа да бъде нула, а управлението се осъществява чрез регулиране на Ud. По този начин се постига консумация или отдаване в мрежата (в зависимост от режима на работа на електрозадвижването) на чисто активната енергия. Системата за управление използва хистерезисни компаратори при управлението на силовите ключове, като превключването им се определя от грешката, която се формира като разлика между зададените (Iaref, Ibref, Icref) и измерените стойности (ia, ib, ic) на тока в трите фази. Тази грешка е в границите на настроения хистерезис на токовите ре-

гулатори. При този вариант на управление не се налага развързване на кръстосаните обратни връзки.



Фиг.13. Функционална схема на модифицирания метод за управление на трифазен импулсен преобразувател

6. Моделни изследвания

Изследванията са проведени в среда Matlab/Simulink на система управляем импулсен изправител – преобразувател на честота – асинхронен двигател. Моделите на двата трифазни силови преобразувателя са изградени с шест модула (подсистеми), съответстващи на рамената на съответните преобразуватели, включващи двупозиционен релеен регулатор на ток и съответните фазни индуктивности. В модела, показан на фиг.14, силовите IGBT транзистори са идеализирани, т.к. не се отчитат динамичните им свойства: крайната скорост на нарастване и спадане на тока. Не се отчита и пада на напрежение в отпушено състояние. Последното се отнася и за диодите за „свободен ход“, като при тях не се отчита заряда за възстановяване. Сумарното активно съпротивление е 0.05Ω, индуктивността в изхода - 2.3mH, а капацитета на кондензаторната батерия 10mF.

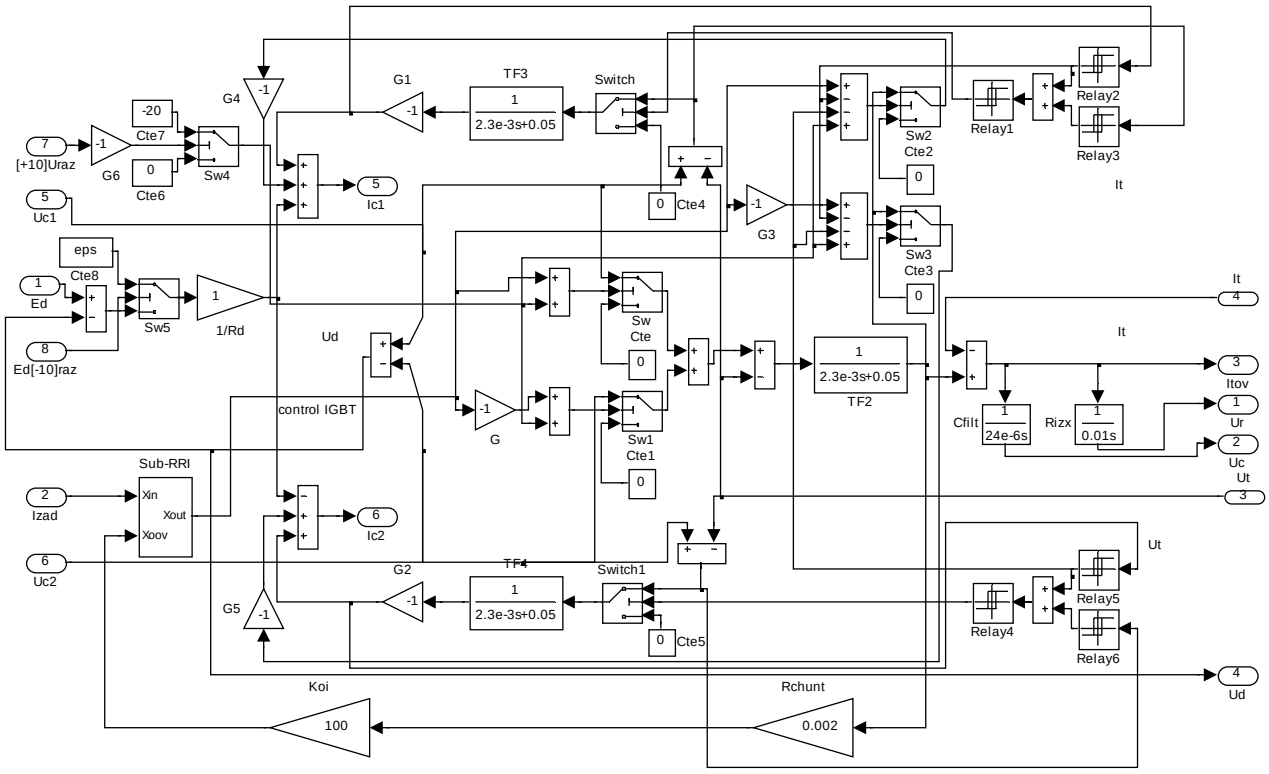
При този модел се ускорява с 30% времето за симулация в сравнение с готовите модели на силови елементи (IGB транзистори и диоди) от библиотеката SimPowerSystem

Симулационните резултати са получени при 10% понижено напрежение на две от фазите и добавен трети хармоник (фиг.15).

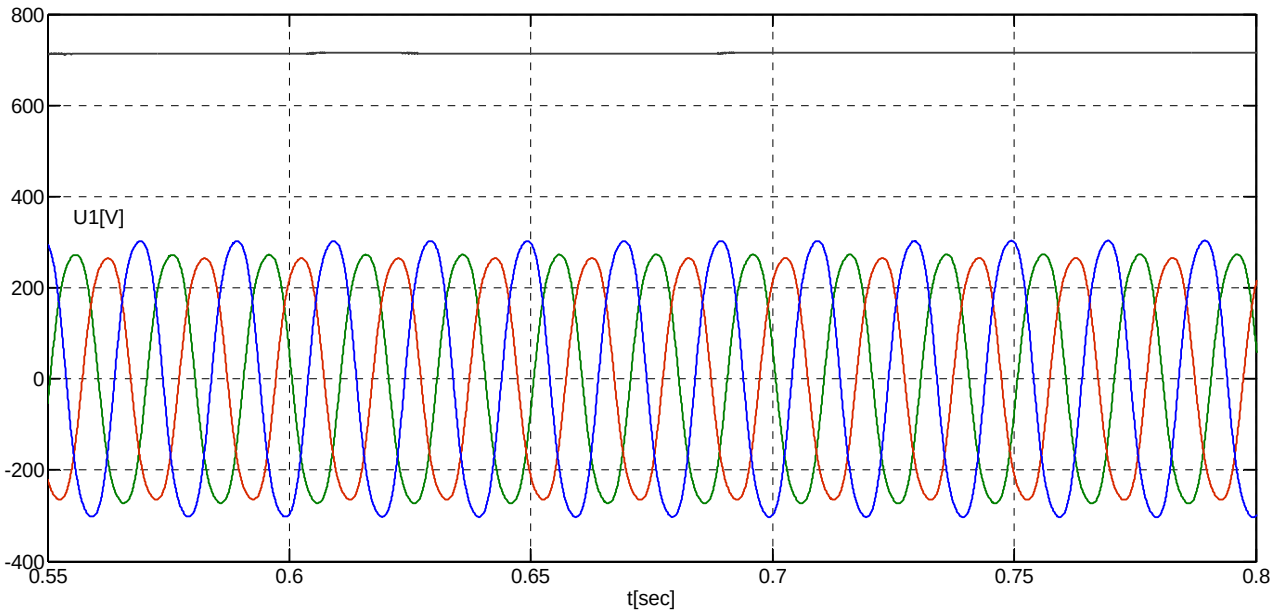
За определяне на ъгъла θ е използвана функцията atan2 от библиотеката на Matlab.

Изследванията са проведени при симулиране на честотно пускане на асинхронната машина, работа на празен ход с номинална скорост и плавно спиране -

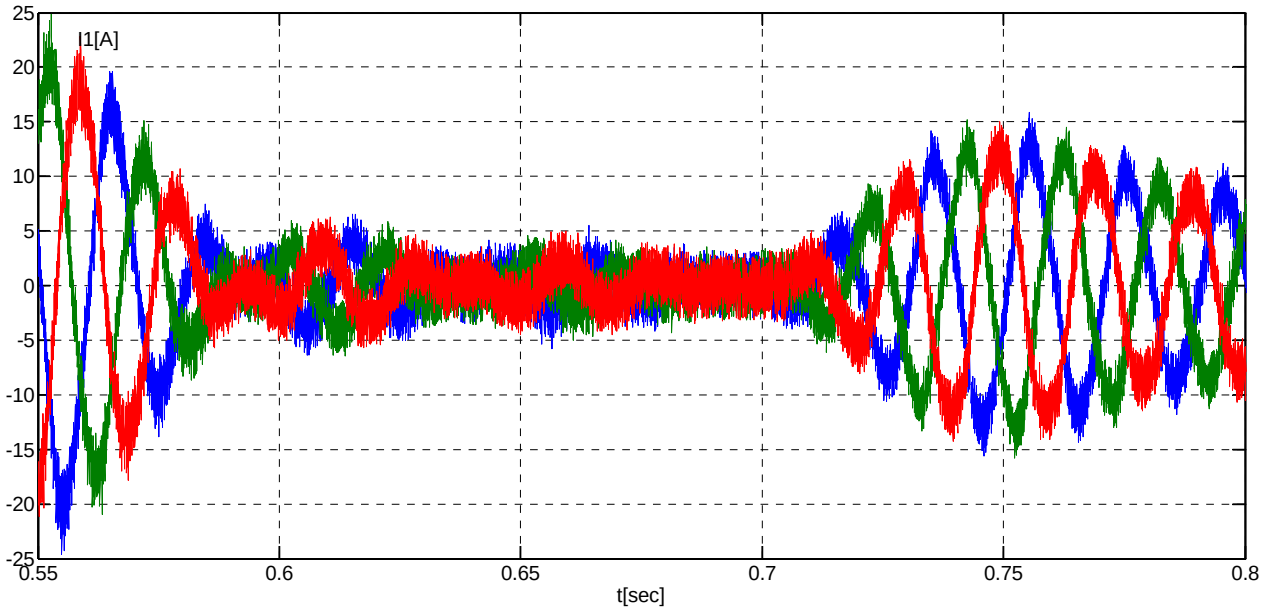
фиг.16, $t > 0.7sec$, със съпротивителен момент $M_c = -0.5M_{сн}$ до нулева скорост. В режима на генераторно спиране фазните токове са в противофаза спрямо напреженията т.е. генерира се активна енергия в захранващата мрежа.



Фиг.14. Структурна схема на подсистемата - съответстваща на рамо от преобразувателите

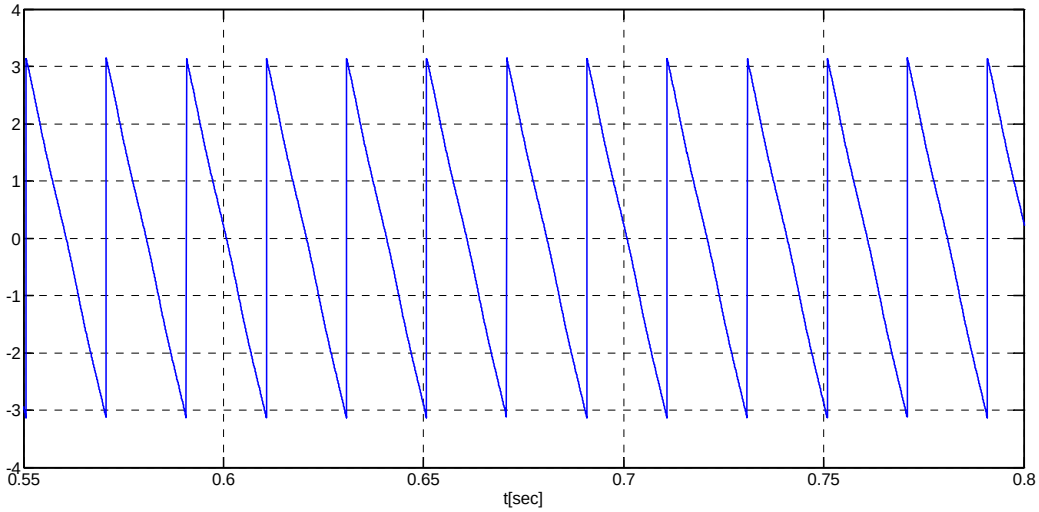


Фиг.15. Временни диаграми на фазните напрежения



Фиг.16. Временни диаграми на фазните токове

На фиг.17 е показан пресметнатия с функцията atan2 ъгъл на завъртане на синхронно въртящата се координатна система 0dq. Както трябваше да се очаква несиметрията в амплитудните стойности на фазните напрежения не оказва влияние за разлика от третия хармоник, който внася периодична променлива със тройна честота.

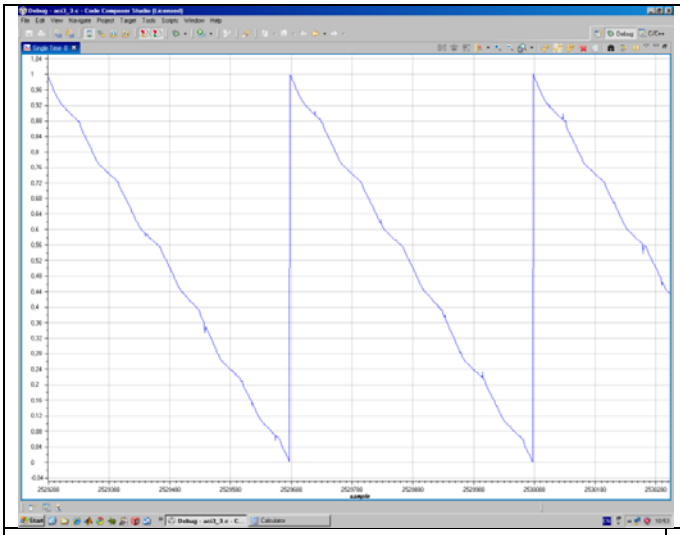


Фиг.17. Ъгъл на завъртане на 0dq координатна система

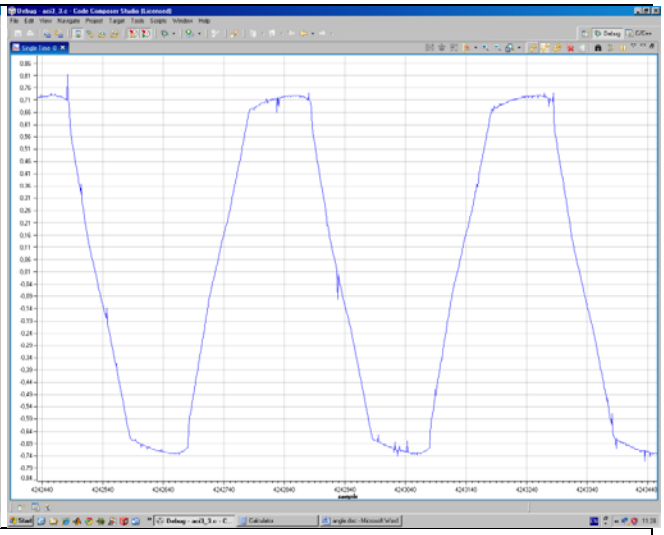
7. Експериментални резултати

Системата за управление е реализирана с развойна платка eZdsp F2812 на фирма Spectrum Digital. Използвана е Digital Motor Control (DMC) библиотека в развойната среда Code Composer Studio (CCS) - фиг.21, която е разработена от фирмата Texas Instruments за управление на АД, СД и ДПТ.

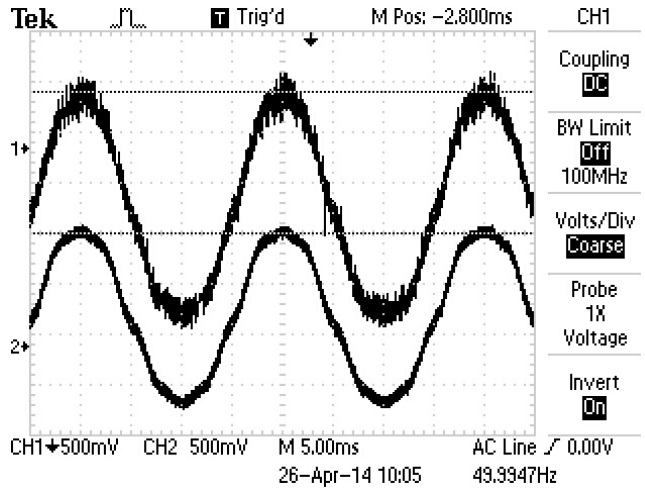
Разработено е програмно осигуряване за управление на двата преобразувателя. За постигане на пълна функционалност са реализирани защити от понижено и повишено напрежение на захранващата мрежа и претоварване по ток, както и плавен заряд на кондензаторната батерия.



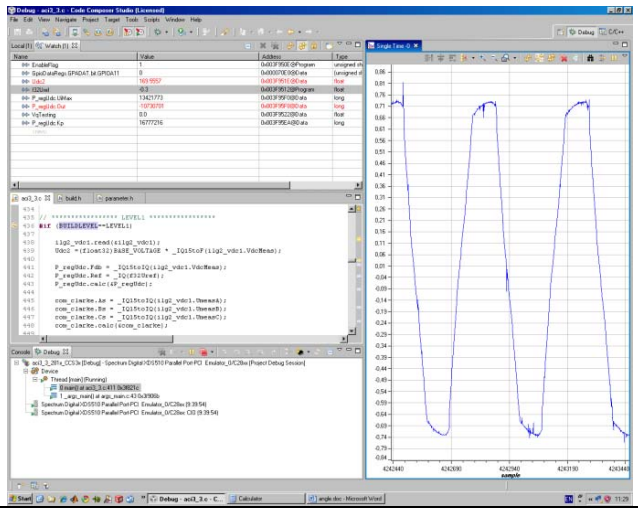
Фиг.18. Оценка в реално време на ъгъла на завъртане на синхронно въртящата се координатна система



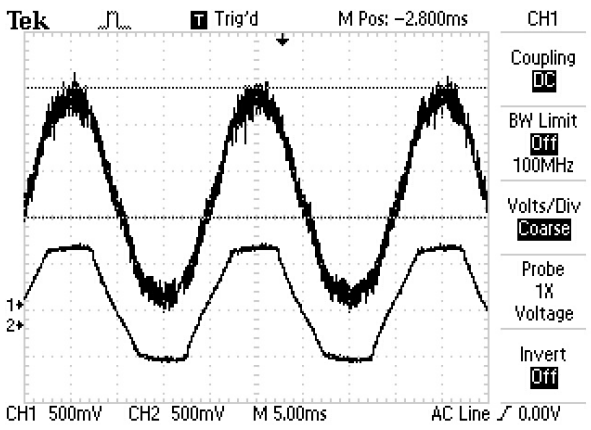
Фиг.19. Измерено напрежение на фаза А



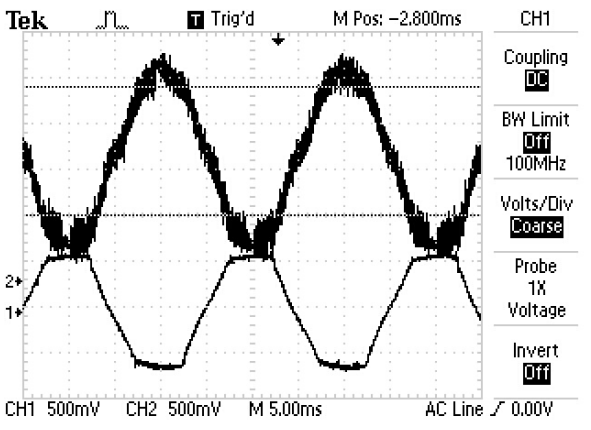
Фиг.20. Зададена CH2 и действителна CH1 стойности на тока



Фиг.21. Развойна среда Code Composer Studio (CCS) – изпълнение в реално време



Фиг.22. Фазно напрежение CH2 и фазен ток CH1,$P_1 > 0$



Фиг.23. Фазно напрежение CH2 и фазен ток CH1,$P_1 < 0$

Фиг.24. Експериментална опитна постановка

Формата на напрежението измерено от цифровия сигнален контролер (след аналого-цифрово преобразуване и съответно мащабиране) е показана на фиг.19. Тя съответства на действителната – фиг.20 измерена с цифров запомнящ осцилоскоп Tektronix TDS1022 на вторичната страна на понижаващи трансформатори за галванично разделяне.

Наличието на висши хармоници основно е вследствие на нелинейното натоварване на трансформаторите с изправители за захранване на съгласуващия интерфейс.

Тези хармоници се отразяват в оценения ъгъл – фиг.18 и заданието за ток (след цифрово-аналогово ШИМ преобразуване) фиг.22 и фиг.23.

Последните временни диаграми са снети съответно при работа на електромотора в двигателен и генераторен режим с номинален товар.

8. Заключение

След анализ на показателите за качество на четири структури за управление на системи за електрозадвижване с двустранен обмен на енергия със захранващата мрежа - хармонични изкривявания; време за реакция; изходна грешка и ефективност, както и четири метода за импулсна модулация е предложен модифициран метод за управление, характеризиращ се с съчетаване на качествата на „класическия вариант” и тези на управлението на фаза в затворен контур. Негово предимство е лесната реализуемост, когато се използва цифров сигнален процесор. Това се дължи на прилагането на специфични тригонометрични операции, които сигналният процесор изпълнява.

Предложеният в настоящата разработка метод е изследван чрез симулационен модел в Matlab/Simulink при 10% понижено напрежение на две от фазите и наличие на трети хармоник. Резултатите подтвърждават очакваните показатели.

За верифициране на теоретичните и моделни изследвания е разработена физическа система за електрозадвижване с двустранен обмен на енергия за асинхронен двигател.

Представени са резултати от експериментални изследвания върху системата при управление в различни режими на работа на двигателя.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Marian P.Kazmierkowski, "**Control strategies for PWM rectifier/inverter-fed induction motors**" ,IEEE conference, Volume: 1 , Page(s): TU15 -TU23 vol.1, june2000

[2] D.Rendusara, P.Enjeti, "**A method to reduce common mode & different mode dv/dt the motor terminals in PWM rectifier/PWM inverter Type adjustable speed drive systems**", Applied Power Electronics Conference and Exposition, Volume: 2 , Page(s): 1010 - 1016 vol.2 ,1998

[3] Jian; Kang Yong; Duan Shan Xu; Zhang Kai; Chen Jian ,"**Simplified control circuit of three phase PWM rectifier**" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual Published: 1999 Volume: 1 , Page(s): 229 -233

[4] G.D.Marques ;"**A PWM rectifier control system with DC current control based on the space vector modulation and stabization**" Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456) Published: 1998 , Page(s): 74 -79

[5] Mariusz Malinowski, Marian P.Kazmierkowski, andrzej Tryznadlowski; "**Direct power control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers**" Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Published: 2000 Volume: 2 , Page(s): 442 -447 vol.2

[6] Steffan Hansen,Mariusz Malinowski, Frede Blaabjerg, Marian P.Kazmierkowski "**Sensorless Control Strategies for PWM rectifier**", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Published: Volume: 2 , Page(s): 832 - 838 vol.2 , 2000

[7] Mariusz Malinowski, Marian P.Kazmierkowski, Frede Blaabjerg "**Virtual-flux based direct power control of three-phase PWM rectifier**", IEEE, vol.37,No.4, july/august 2001

[8] Shimizu, T.; Fujita, T.; Kimura, G.; Hirose, J. "**A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation**" ,Industrial Electronics, IEEE Transactions on Published: Aug. 1997 Volume: 44 4 , Page(s): 447 -455

[9]Woo-Cheol Lee; Taeg-Joon Kweon; Dong-Seok Hyun; Taeck-Kie Lee "**A novel control of three-phase PWM rectifier using single current sensor**" Power Electronics Specialists Conference. PESC 99. 30th Annual IEEE Published: 1999 Volume: 1 , Page(s): 515 - 520 vol.1 , 1999

[10] K. Vinoth Kumar, Prawin Angel Michael, Joseph P. John and Dr. S. Suresh Kumar, "**Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter**", ARPN journal of Engineering and Applied Sciences, VOL. 5, NO. 7, JULY 2010, ISSN 1819-6608.

[11] Giglia, G., Pucci, M., Serporta, C., Vitale, G., "**Comparision of Control Techniques for Three-Phase Distributed Generation Based on VOC and DPC**", Power Electronics and Applications, 2007, ISBN 978-92-75815-10-8

Автори: Евтим Йончев, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *efo@tu-sofia.bg*; Иван Уливеров, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Тодор Йонков, проф. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет-София

Постъпила на 07.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Михо Р. Михов

МЕТОДИКА ЗА ИЗБОР НА ПОДАВАТЕЛНИ ЗАДВИЖВАНИЯ ЗА ФРЕЗОВИ МАШИНИ

Марин Жилевски, Михо Михов

Резюме: *В статията се описва една методика за избор на подавателни електрозадвижвания за фрезови машини с цифрово-програмно управление. Предложеният алгоритъм отчита специфичните особености на технологичния процес, обработвания материал, както и типа на използваната механична предавка. Представен е конкретен пример, илюстриращ практическото приложение на разработената методика. Проведените изследвания и получените резултати може да се използват при разработването на такива електрозадвижвания за изследвания клас металорежещи машини.*

Ключови думи: *подавателни задвижвания, избор на електрозадвижвания, фрезови машини.*

METHODOLOGY FOR SELECTION OF FEED DRIVES FOR MILLING MACHINES

Marin Zhilevski, Mikho Mikhov

Abstract: *This paper describes a methodology for selection of feed electric drives for milling machines with digital program control. The offered algorithm renders an account of the specific features of the technological process, the processed material, as well as the type of the mechanical gear used. A concrete example has been presented, illustrating the practical application of this methodology. The research held as well as the results obtained can be used in the development of such electric drives for the studied class of machine tools.*

Keywords: *feed drives, selection of electric drives, milling machines*

1. Въведение

Повишаването на техническото ниво на съвременните машини с цифрово-програмно управление (ЦПУ) зависи както от усъвършенстването на системите им за управление, така и от функционалните възможности на съответните задвижвания. В сравнение с останалите видове, електрозадвижванията притежават редица съществени предимства и в най-пълна степен отговарят на високите изисквания, които се предявяват към тях: широк диапазон на регулиране на скоростта; точност при възпроизвеждане на траекториите на движение; бързодействие; сигурност; икономичност; добри комуникационни способности; лесна ек-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

сплоатационна поддръжка и други. Ролята на електрозадвижванията при машините с ЦПУ нараства все повече и понастоящем те влияят дори на конструкциите на самите задвижвани механизми и машини.

Задвижването на подавателните механизми е един от най-важните проблеми при машините с ЦПУ. Основните изисквания, на които трябва да отговарят електрозадвижванията на подавателните движения, може да се формулират по следния начин [1]: широк диапазон на регулиране на скоростта (например 10 000 : 1 и повече) при осигуряване на постоянен момент; добри динамични показатели, обезпечаващи необходимото бързодействие при пускане, спиране и реверсиране (например ускоряване до номиналната скорост за по-малко от 100 $\div$150 ms); плавно регулиране на скоростта в двете посоки с възможност за работа в четирите квадранта на координатната система „скорост - момент”; равномерност на движението при ниските скорости; висока разрешаваща способност по път (например $1 \div 5$ μm и по-добра); индивидуално регулируемо задвижване по всяка координатна ос и други.

Някои варианти на подавателни електрозадвижвания са представени и изследвани в [2] - [4].

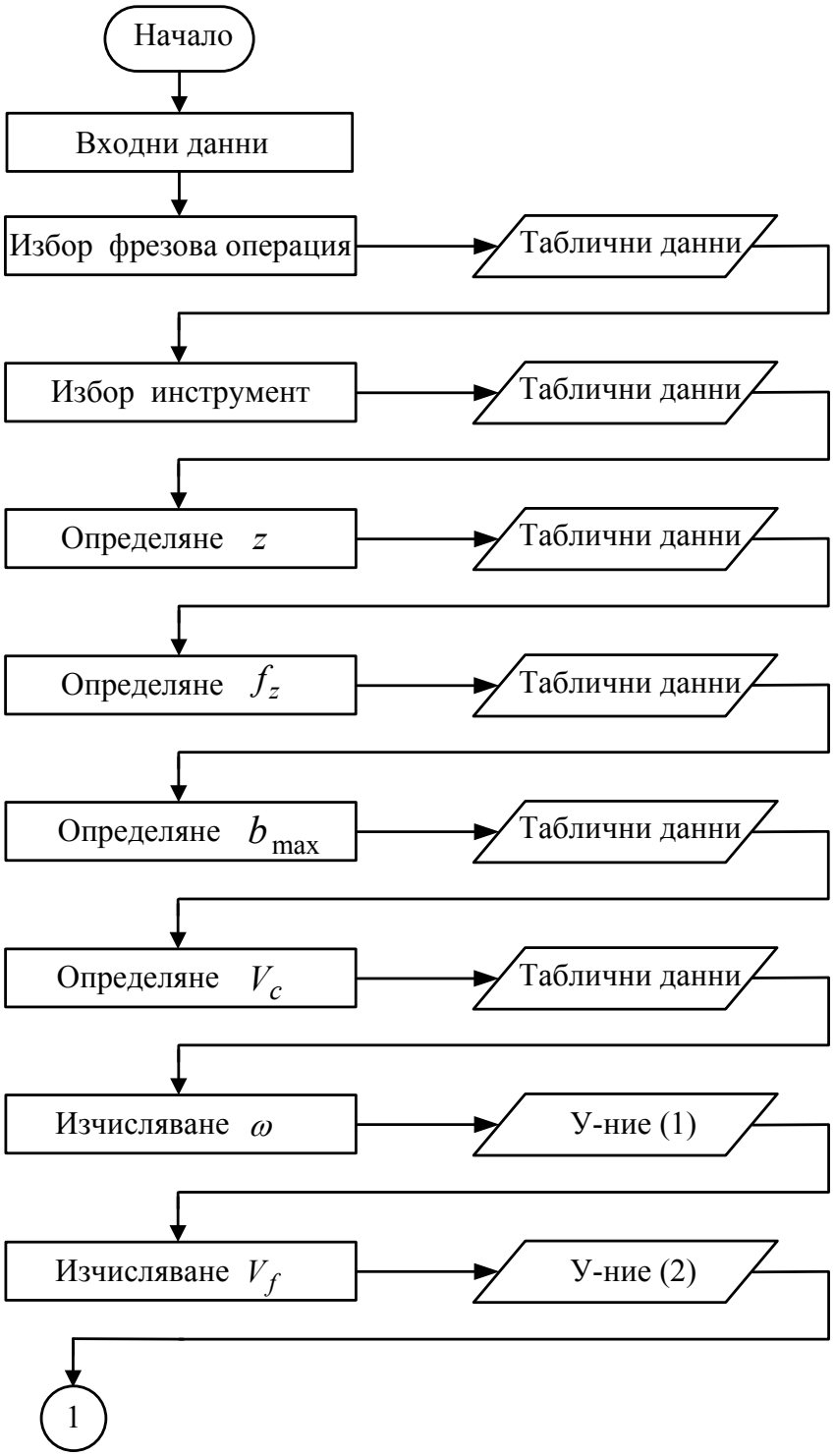
В тази статия са анализирани изискванията към подавателното електрозадвижване на един вид фрезови машини. При избора на подходящо електрозадвижване се вземат под внимание особеностите на процеса фрезоване, вида на обработвания материал, типа на механичната предавка и други съществени фактори.

2. Методика за избор на подходящо електрозадвижване

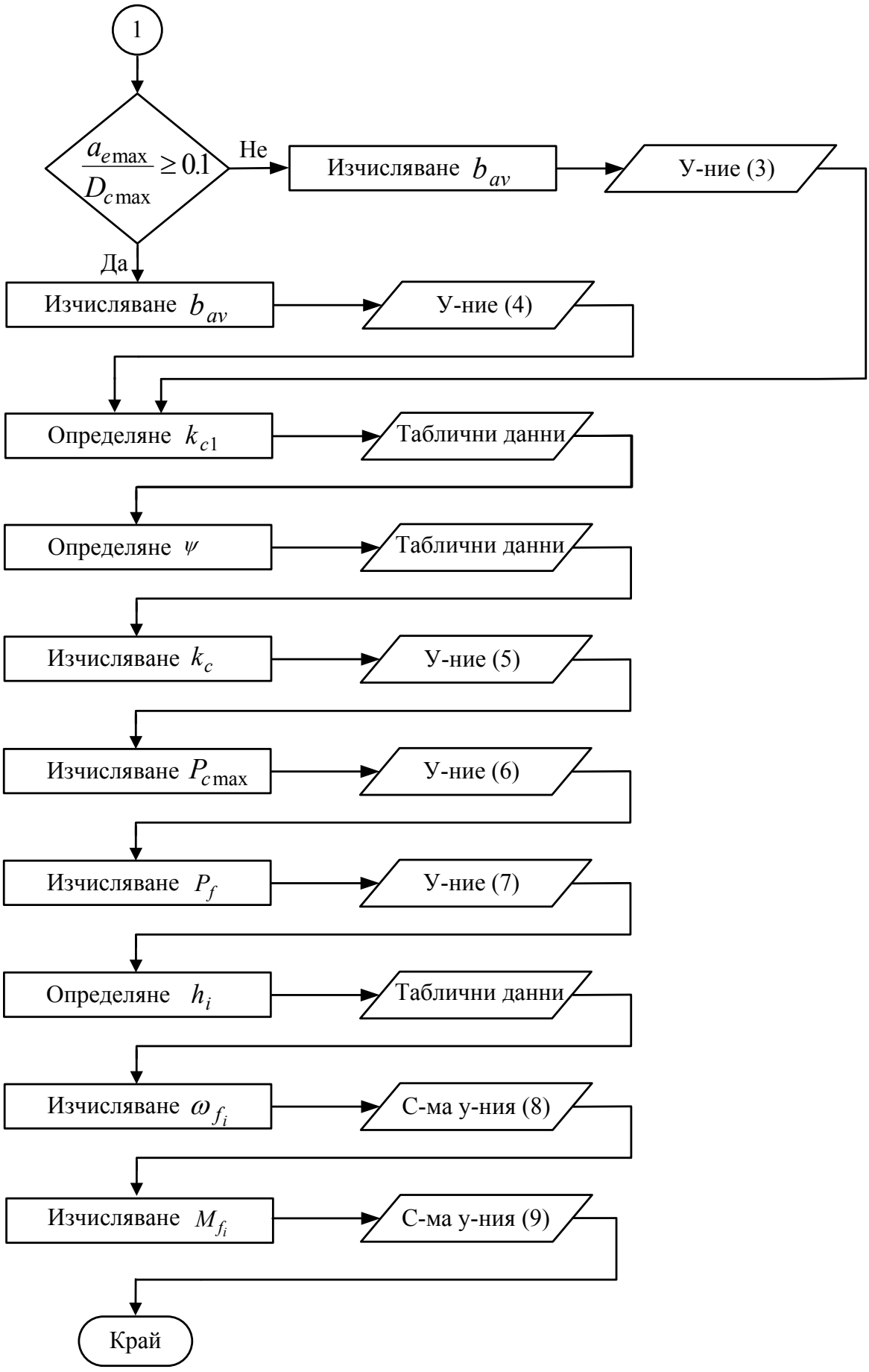
Разглежданите металообработващи машини се отнасят към машините с многокординатни системи за електрозадвижване [5] - [7].

Блоковата схема на алгоритъма на разработената методика е представена на фиг.1, където използваните означения са следните: D_g -номинален диаметър на сачмено винтовата двойка; $D_{c\max}$ -максимален диаметър на фрезата, която може да се използва от машината; H_B -твърдост на обработвания материал по Бринел; β_c -ъгъл на работа на инструмента; $a_{p\max}$ -максимална дълбочина на рязане на инструмента; $a_{e\max}$ -максимална широчина на фрезоването; $V_{\max}$ -максимална скорост на движение на задвижвания механизъм; z -брой на зъбите на фрезовия инструмент; V_c -скорост на рязане; f_z -подаване за зъб на инструмента; $b_{\max}$ -максимална дебелина на стружката; ω -скорост на шпиндела; V_f -скорост на подаване; b_{av} -средна дебелина на стружката; k_{c1} -нормирана относителна сила на рязане, зависеща от вида на материала; ψ -степенен показател, зависещ от вида на материала; k_c -относителна сила на рязане; $P_{c\max}$ -максимална мощност разпределена между подавателното електрозадвижване и електрозадвижването на шпиндела необходима да се извърши фрезоването; P_f -необходима мощност за подавателното електрозадвижване; h_i -номинални стъпки при зададен номинален диаметър на сачмено винтовата двойка; ω_{f_i} -

скорост на търсения двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка; M_{f_i} -момент на търсеният двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка; $i = 1 \div n$, където n е броят на вариантите.



Фиг.1. Блокова схема на алгоритъма за избор на електрозадвижване.



Фиг.1. Блокова схема на алгоритъма за избор на електрозадвижване (продълж.).

Въведените входни данни са следните: директно куплиран двигател към задвижвания механизъм посредством сачмено винтова двойка; определяне на най-тежкия режим на обработка; D_g; $D_{c\max}$; H_B; β_c; $a_{p\max}$; $a_{e\max}$; $V_{\max}$.

Използваните в методиката таблични данни са взети от [8] - [10].

Скоростта на шпиндела се изчислява със следното уравнение [8]:

$$\omega = \frac{V_c \times 2}{D_{c\max}}. \tag{1}$$

Скоростта на подаване за търсения двигател при фрезоване се определя посредством израза [8]:

$$V_f = \frac{f_z \times \omega \times z}{2 \times \pi}. \tag{2}$$

Средната дебелина на стружката при условие, че $\frac{a_{e\max}}{D_{c\max}} < 0.1$ се изчислява по следния начин [8]:

$$b_{av} = f_z \times \sqrt{\frac{a_{e\max}}{D_{c\max}}}. \tag{3}$$

Средната дебелина на стружката, когато отношението $\frac{a_{e\max}}{D_{c\max}} \geq 0.1$ се определя по уравнението [8]:

$$b_{av} = \frac{\sin \beta_c \times 180 \times a_{e\max} \times f_z}{\pi \times D_{c\max} \times \arcsin\left(\frac{a_{e\max}}{D_{c\max}}\right)}. \tag{4}$$

Относителната сила на рязане за избрания материал се изчислява със следното уравнение [8]:

$$k_c = k_{c_1} \times b_{av}^{-\Psi}. \tag{5}$$

Мощността на рязане, която е необходима за да се извърши фрезоването в най-тежкия режим на работа за машината се изчислява със израза: [8]:

$$P_{c\max} = a_{p\max} \times a_{e\max} \times V_f \times k_c \times 10^6. \tag{6}$$

Тази мощност се разпределя върху шпиндела и търсеното подавателно задвижване. Необходимата мощност за подавателното електрозадвижване се изчислява с уравнението [11]:

$$P_f = (1 \div 5)\% \times P_{c\max}. \tag{7}$$

Със следващата система уравнения се определя скоростта на търсения двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка h_i [10]:

$$\left.\begin{aligned} \omega_{f_1} &= \frac{V_{\max} \times 2 \times \pi}{h_1} \\ &\vdots \\ \omega_{f_n} &= \frac{V_{\max} \times 2 \times \pi}{h_n} \end{aligned}\right\}. \tag{8}$$

Моментът на търсения двигател при различните стойности на скоростта се изчислява със следната система уравнения [10]:

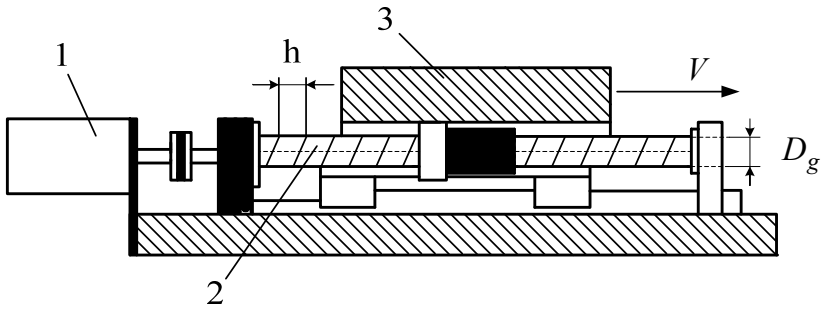
$$\left.\begin{aligned} M_{f_1} &= \frac{P_f}{\omega_{f_1}} \\ &\vdots \\ M_{f_n} &= \frac{P_f}{\omega_{f_1}} \end{aligned}\right\}. \tag{9}$$

3. Практическо приложение на разработената методика

Практическата реализация на едно подавателно електрозадвижване преминава през следните основни етапи:

1. Избор на вида на електрозадвижването.
2. Синтез на система за управление.
3. Анализ посредством моделиране и компютърно симулиране.
4. Експериментални изследвания.

На фиг.2. е представена схема, илюстрираща използваните съставни елементи в методиката за избор на електрозадвижване за една координатна ос. Използваните означения са следните: 1 -двигател, 2 -сачмено винтова двойка, 3 -задвижван механизъм, h -стъпка на сачмено винтовата двойка, D_g -диаметър на сачмено винтовата двойка.



Фиг.2. Съставни елементи при избора на подавателно електрозадвижване.

Като пример за използване на представената методика се разглежда избора на

електрозадвижване на подавателното движение на фрезова машина с челно фрезоване. Съответните резултати от изчисленията са отразени в табл.1.

Табл.1. Резултати от изчисленията.

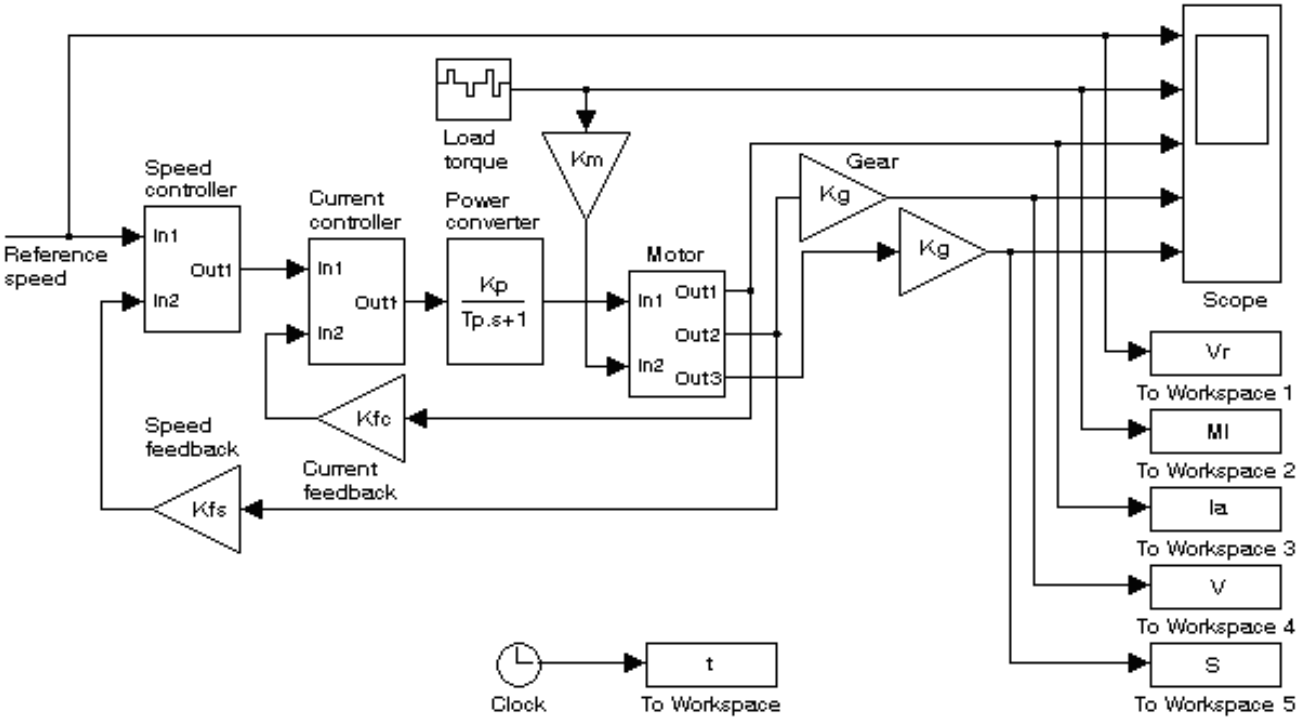
Стъпка	Операция	Резултат
1.	Избор на фрезова операция.	Челно фрезоване
2.	Избор на инструмент.	CoroMill 245
3.	Определя се z.	8 зъба.
4.	Определя се f_z.	0.00035 m
5.	Определя се $b_{\max}$.	≈ 0.00025 m
6.	Определя се V_c.	≈ 2.75 m/s
7.	Изчислява се ω.	≈ 68.75 rad/s
8.	Изчислява се V_f.	≈ 0.031 m/s
9.	Изчислява се $a_{e\max}/D_{c\max}$.	0.625
10.	Изчислява се b_{av}.	≈ 0.23 mm
11.	Определя се k_{c_1}.	1700 MPa
12.	Определя се ψ.	-0.25
13.	Изчислява се k_c.	2454.8 MPa
14.	Изчислява се $P_{c\max}$.	$\approx 11\,415$ W
15.	Изчислява се P_f.	≈ 570.75 W
16.	Определя се h_i, $(i = 1 \div 4)$.	$h_1 = 0.005$ m $h_2 = 0.01$ m $h_3 = 0.02$ m $h_4 = 0.04$ m
17.	Изчислява се ω_{f_i}, $(i = 1 \div 4)$.	$\omega_{f_1} \approx 418.88$ rad/s $\omega_{f_2} \approx 209.44$ rad/s $\omega_{f_3} \approx 104.72$ rad/s $\omega_{f_4} \approx 52.36$ rad/s
18.	Изчислява се M_{f_i}, $(i = 1 \div 4)$.	$M_{f_1} \approx 1.36$ Nm $M_{f_2} \approx 2.72$ Nm $M_{f_3} \approx 5.44$ Nm $M_{f_4} \approx 10.88$ Nm

Въведените входни данни са следните: директно куплиран двигател, използващ сачмено винтова двойка, $D_g = 0.04$ m; $D_{c\max} = 0.08$ m; най-тежък режим на обработка - ниско легирана незакалена стомана,

$H_B = 175$; $\beta_c = 45°$; $a_{p\max} = 0.003$ m; $a_{e\max} = 0.05$ m; $V_{\max} \approx 0.33$ m/s.

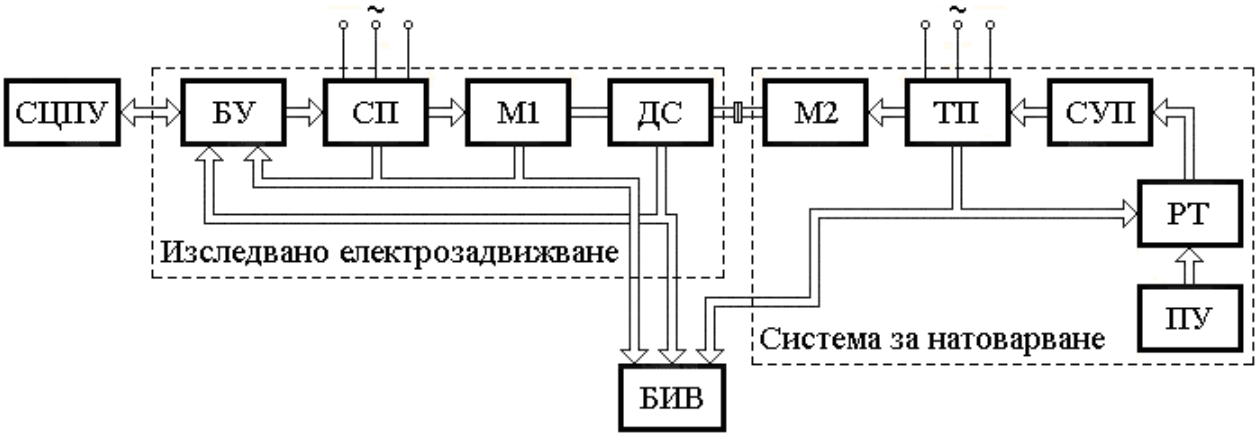
В резултат на направените изчисления е избран двигател за постоянен ток 3PI12.09 със следните параметри: $M_f = 3.5\ \text{Nm}$, $\omega_f = 209.34\ \text{rad/s}$.

На фиг.3 е показана схемата на един от разработените модели за компютърно симулиране на подавателни електрозадвижвания, с които са изследвани различни варианти за настройка на регулиращите контури.



Фиг.3. Модел на подавателно електрозадвижване с двигател за постоянен ток.

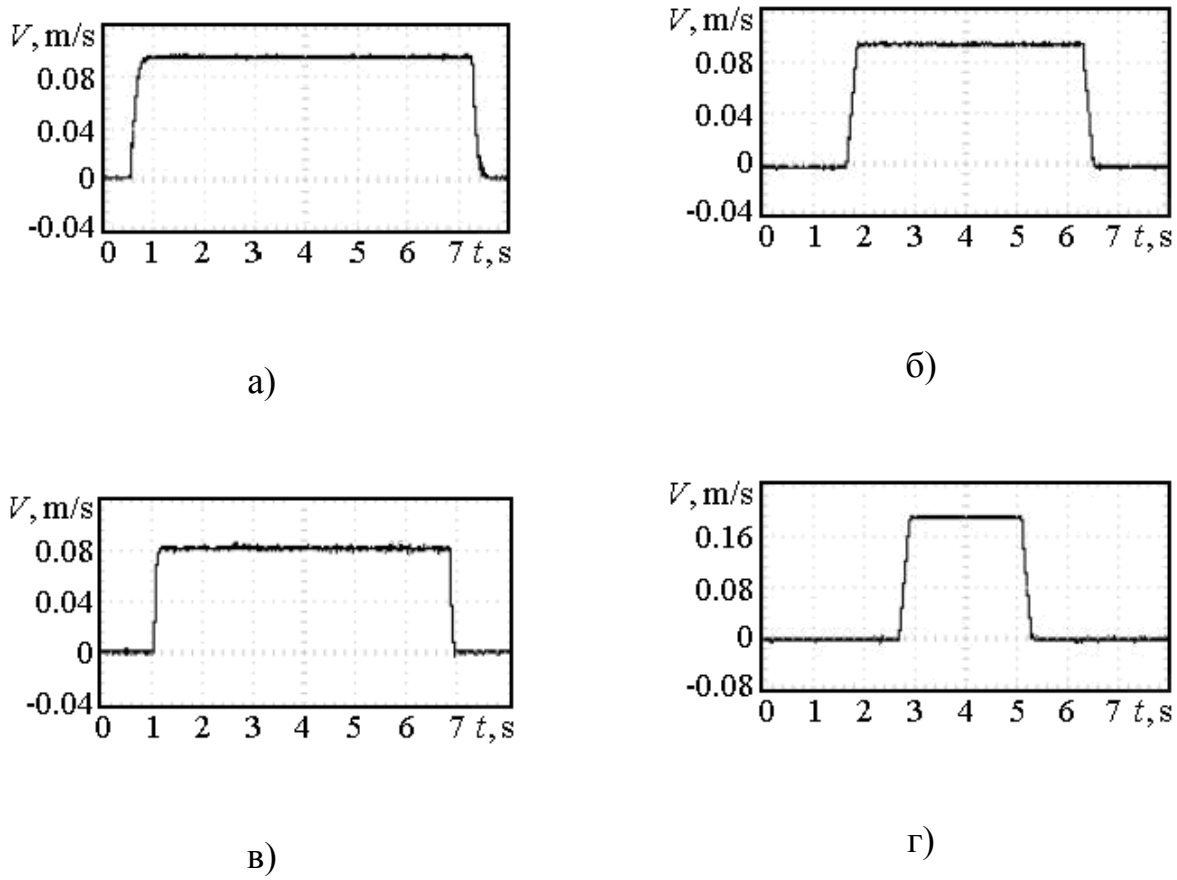
За провеждане на експериментални изследвания е разработен стенд за натоварване и изследване на електрозадвижвания, опростената блокова схема на който е представена на фиг.4.



Фиг.4. Блокова схема на стенда за натоварване и изследване.

Изследвано електрозадвижване включва блок за управление БУ, силов преобразувател СП, управвляван двигател М1, датчик на скорост ДС. Системата за натоварване осигурява регулиране на момент и включва следните блокове: пулт за

управление ПУ, регулатор на ток РТ, схема за управление на тиристорния преобразувател СУП, тиристорен преобразувател ТП, двигател за постоянен ток М2. Със СЦПУ е означена система за цифрово-програмно управление, а с БИВ – блок за измерване и визуализация.



Фиг.5. Осцилограми на скоростта, получени при подавателни движения с различни задания и настройки на системата за управление.

Част от експериментално снетите траектории на движение при различни настройки на системата за управление на подавателното електрозадвижване, са представени на фиг.5.

4. Заключение

Анализирани са изискванията към подавателните задвижвания на клас фрезови машини.

Предложена е методика за избор на подавателни електрозадвижвания за тези машини, удовлетворяващи съответните изисквания. Разработеният алгоритъм отчита влиянието на основните фактори, такива като специфичните особености на технологичния процес, вида на обработвания материал, типа използваната механична предавка и други.

Проведените изследвания и получените резултати от тях може да се използват при разработването на подавателни електрозадвижвания за разглеждания клас металообработващи машини.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ – София-2013/2014 г. по Проект № 132ПД0038-08.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Михов, М., *Системи за електрозадвижване*, Технически университет – София, София, 2011, ISBN 978-954-438-922-2.

[2] Михов, М., М. Жилевски, Възможности за подобряване на показателите на позиционно електрозадвижване за фрезови машини, *Годишник на Технически университет - София*, т. 62, №. 2, 269-278, София, 2012, ISSN 1311-0829.

[3] Mikhov, M., M. Zhilevski, Computer Simulation and Analysis of Two-coordinate Position Electric Drive Systems, *Proceedings of the International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, pp. 251-254, V. Tarnovo, 2012, ISBN 978-619-167-002-4.

[4] Mikhov, M., M. Zhilevski, Performance Improvement of a Type of Milling Machines, *Proceedings of the International Conference "Research and Development in Mechanical Industry"*, Vol. 1, pp. 218-227, Kopaonik, Serbia, 2013, ISBN 978-86-6075-042-8.

[5] Жилевски, М., Някои проблеми при модернизацията на един клас фрезови машини, *Годишник на Технически университет - София*, т. 63, №. 2, 99-106, София, 2013, ISSN 1311-0829.

[6] Михов, М., М. Жилевски, Въвеждане на допълнителна координатна ос при клас металорежещи машини с цифрово-програмно управление, *Годишник на Технически университет - София*, т. 63, №. 2, 41-48, София, 2013, ISSN 1311-0829.

[7] Mikhov, M., M. Zhilevski, Analysis of a Multi-Coordinate Drive System Aiming at Performance Improvement, *Proceedings of the International Conference "Research and Development in Mechanical Industry"*, Vol. 2, pp. 1102-1107, Vrnjacka Banja, Serbia, 2012, ISBN 978-86-6075-037-4.

[8] Sandvik Coromant, *Metalcutting Technical Guide: Turning, Milling, Drilling, Boring, Toolholding*, Sandvik, 2005.

[9] Sandvik Coromant, *Tool Selection Guide, Selected Assortment in Turning-Milling-Drilling*, Sandvik, 1997.

[10] Braitinger, H., *Elektrische Antriebstechnik*, AMK Arnold Müller, 2004.

[11] Андонов, И., *Рязане на металите*, Софттрейд, София, 2001, ISBN 954-9725-52-9.

Автори: Марин Милков Жилевски, маг. инж., докторант, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *electric_zhilevski@abv.bg*; Михо Рачев Михов, проф. д-р инж., катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *mikhov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2014 г. **Рецензент** проф. д-р Тодор Йонков

АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ ЗА МЕХАТРОННИ СИСТЕМИ С ДИРЕКТЕН СИНТЕЗ НА УПРАВЛЕНИЕТО

Васил Балавесов

Резюме: *В работата се предлага ефективен и изчислително прост подход към адаптивното управление на мехатронни системи, който се основава на дефинирането на подходящи обратни модели и тяхното оценяване съчетано с директно синтезиране на управлението. При използването на такъв подход се избягват евентуални трудности, които обичайно се появяват при неминимално-фазовост на обекта за управление, както и при поява на лошо демпфирани нули. С цената на подходящо апроксимиране на обратния модел се спестяват изчислителни разходи по решаване на полиномиални уравнения, които са типични при синтеза по зададени нули и полюси.*

Ключови думи: *мехатронни системи, управление на роботи, адаптивно управление, обратен модел, оценяване на параметри, синтез на управление.*

ADAPTIVE CONTROL FOR MECHATRONIC SYSTEMS WITH DIRECT CONTROL SYNTHESIS

Vassil Balavessov

Abstract: *The paper offers an effective and computationally simple approach to adaptive control of mechatronic systems, which is based on the definition of appropriate inverse models and their evaluation coupled with direct control synthesis. A virtue of the presented method is the eventual circumvention of any difficulties that commonly occur in nonminimum phase systems, as well as at the presence of poorly damped zeroes. Computational costs of solving polynomial equations which are typical in the zero-pole synthesis are saved at the expense of appropriate inverse model approximation.*

Keywords: *mechatronic systems, control of robots, adaptive control, inverse models, parameter estimation, control synthesis*

1. Увод

Използването на обратни модели при управлението на мехатронни системи е широко разпространена практика и се характеризира с висока ефективност. Такъв например е *методът на обратния динамичен модел* при управлението на роботи [6,7], който теоретично дава възможност за перфектно проследяване на произволни гладки траектории. Обичайно мехатронните системи нямат номинален ре-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

жим (респ. номинална работна точка), и това предполага съответно изменение на параметрите в процеса на нормалната работа. Така се създават условия за модели с лошо демпфирани нули и локална неминималнофазовост.

Наличието на неустойчиви нули на обекта прави задачата за синтез на управление по зададени нули и полюси невъзможна за решаване, освен ако съответните неустойчиви нули не се имплантират на еталонния модел [1,11-13]. В случаите на адаптивно управление обаче такова предаване на нулите към еталонния модел се затруднява, доколкото точните им стойности са поне частично неизвестни. В допълнение – както е добре известно, неутойчивите нули биха могли да усложнят и задачата за синтез на полюси на затворената система [1,13]. Една от възможностите за преодоляване на трудностите е да се търсят методи и средства за получаване на устойчиви обратни модели. Такъв например е подходът в [11,12], където нулите на обекта за управление се манипулират чрез подходящо избиране на коефициентите на фрактални фиксатори. Друга възможност се свежда до синтеза на управление на базата на устойчиви обратни модели, които са максимално адекватни на обекта за управление. Настоящата разработка използва такъв именно подход, при който се оказва, че задачата за синтез на управление се облекчава максимално за сметка на увеличаване на сложността на задачата за *он-лайн* оценяване на параметри, която е основополагаща при адаптивните системи.

2. Базов обект за управление

Разглеждаме като начало базов модел на *минималнофазов* процес с един вход и един изход, при който синтезът на управление е максимално опростен и ясен. Приемаме, че обектът достатъчно точно да се описва от следното диференчно уравнение:

$$u(t) = u_0 + k_f\left(\sum_{i=1}^{d} a_{f_i}\ x(t+i)\right) - \left(\sum_{i=0}^{m} a_i\ x(t-i)\right) + \left(\sum_{i=1}^{m} c_i\ u(t-i)\right), \qquad (1)$$

където t е дискретното време ($t = 0,1,2,\ldots$); d е закъснението, измерено в термините на дискретното време (интервала на дискретизация); x е изходът на обекта за управление; u е управляващият вход; $c_i, (i = 1,\ldots m)$, $a_i, (i = 0,1,\ldots m)$, $a_{f_i}, i = 1,\ldots d$, както и k_f, са коефициенти на модела. Смущението u_0 е представено като адитивен входен сигнал, което предполага известни удобства при компенсирането му чрез управляващия вход.

Представянето на смущенията като адитивен вход позволява ефективно и независимо решаване на две задачи на синтеза – управление на динамиката на обекта и компенсиране (канцелиране) на смущенията [3]. Апроксимиращата структура на обекта за управление е илюстрирана на фиг. 1. Редът на модела е $n = m + d$ и записът (1) предполага дискретното чисто закъснение $d \geq 1$ да е цяло число, тоест чистото закъснение да е кратно на интервала на дискретизация. Съответната дискретна предавателна функция на обекта (без отчитане на адитивното смущение на входа) има вида

$$W_a(z)=\frac{z^m - C_a(z)}{k_f z^m A_f(z)+ A_a(z)} \ , \tag{2}$$

където

$$C_a(z)=\left(\sum_{i=1}^{m} c_i\, z^{m-i}\right)$$

$$A_a(z)=\left(\sum_{i=0}^{m} a_i\, z^{m-i}\right); \quad A_f(z)=\left(\sum_{i=1}^{d} a_{f_i}\, z^{i}\right)$$

За да се улесни синтеза на управление, съществото изискване тука е полиномът в числителя на (2) да е *моничен*, тоест коефициентът пред най високата степен на дискретния оператор на Лаплас да е равен на единица ($c_0 = 1$). Полиномът $z^m - C_a(z)$ се избира да е *хурвицов*. В допълнение приемаме, че всичките нули на предавателната функция (2) са добре демпфирани. По този начин отпадат от разглеждане затруднения по синтеза на управление [8], евентуално съкращаване на нулите, както и усложнен анализ на устойчивостта на затворената система и на качеството на процесите [1]. Това е съществено изискване, доколкото този полином в по-нататъшното изложение ще бъде използван в качеството на полином на контролера. Друго удобно преобразование е полиномът $A_f(z)$ да се направи *моничен*, тоест коефициентът пред най високата му степен да е равен на единица ($a_{f_d} = 1$). Предимство на представянето (1)–(2) е в максимално опростения синтез на управление, както се пояснява по-нататък. Предизвикателството тука се свежда до директното оценяване на параметрите на модела вместо получаването му чрез преобразуване на обичайния за индиректното адаптивно управление модел.

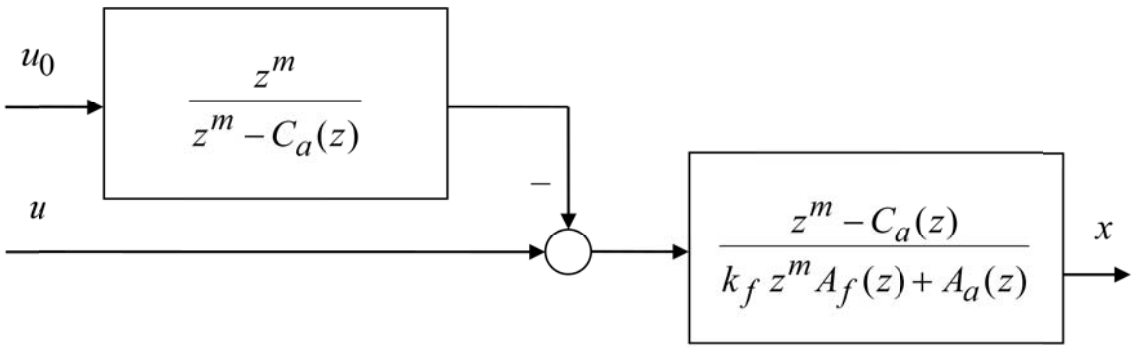
При известни полиноми в описанието (1)–(2), респ. при налични техни оценки, може да се пристъпи към синтеза на управление. Желаното качество на процесите (вж. [8]) се задава чрез предавателната функция на затворената система:

$$W_m(z)=g_m \frac{N_m(z)}{D_m(z)} \ , \text{ където } \ g_m = \frac{D_m(1)}{N_m(1)}, \tag{3}$$

а полиномите $N_m(z)$ и $D_m(z)$ са *хурвицови* и удовлетворяват

$$\deg N_m(z) \geq m; \quad \deg D_m(z) - \deg N_m(z) = d \ . \tag{4}$$

За да облекчим още повече задачата на синтеза, приемаме още допускания за корелиране на „еталонния“ модел (3) и описанието на процеса (1)–(2):



Фиг.1. Структура на базов модел на минималнофазов процес

$$\begin{gathered} D_m(z) = a_f z^m A_f(z) + D_a(z)\ ; \\ \deg D_a(z) = \deg A_a(z); \\ N_m(z) = z^m - C_a(z)\,. \end{gathered} \tag{5}$$

Ограничителните условия (5) ще облекчат процеса на синтез, но ще усложнят донякъде оценяването на параметрите – като е възможно дори двукратно увеличаването на броя на оценяваните параметри. В контекста на разглежданията обаче компромисът се оказва напълно приемлив.

3. Синтез на управление

Структурата на затворената система е илюстрирана на фиг.2, като е прието че оценките на параметрите са перфектни. За краткост и удобство са използвани следните означения:

$$\begin{gathered} \hat{D}(z) := \hat{k}_f z^m A_f(z) + \hat{A}_a(z)\ ; \\ C(z) := z^m - C_a(z) = N_m(z); \\ H(z) := z^m\,; \\ D_m(z) = \hat{k}_f \left(z^m A_f(z) + A_m(z) \right); \quad \deg A_m = \deg \hat{A}_a\,. \end{gathered} \tag{6}$$

Вместо приетото значение, навсякъде $H(z)$ може теоретично да е произволен хурвицов полином, за който $\deg H = m$ и $H(1) = 1$. Вижда се, че неопределеностите на обекта за управление са концентрирани в оценките на полинома $\hat{A}_a(z)$, на коефициента $\hat{k}_f$ и на смущението $\hat{u}_0$. Получените оценки служат за определяне на усилването в обратната връзка:

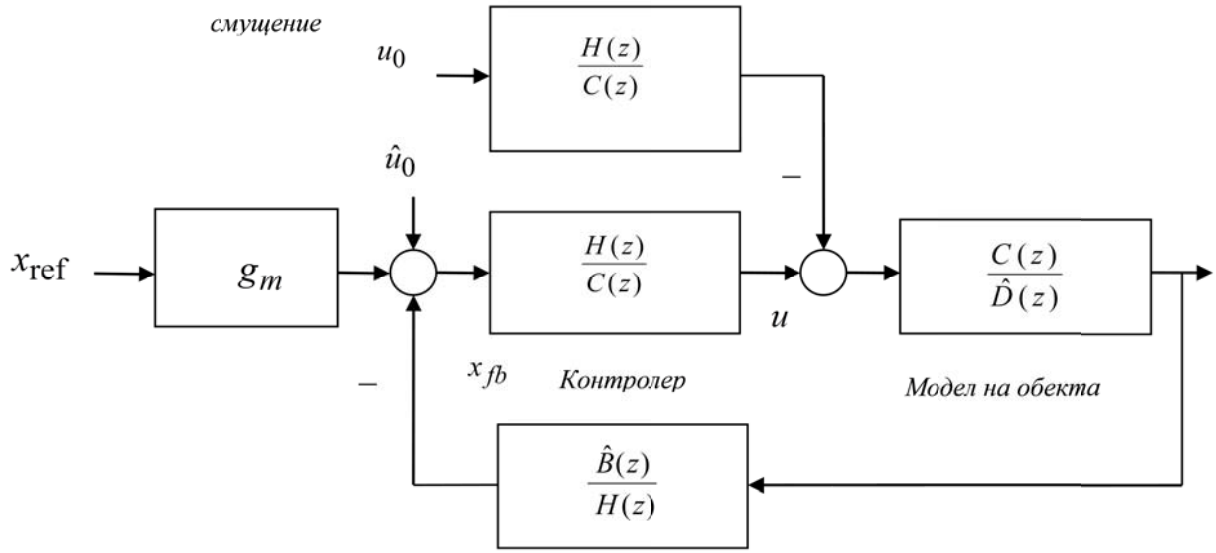
$$\hat{B}(z) = \hat{k}_f A_m(z) - \hat{A}_a(z)\,. \tag{7}$$

При перфектни оценки поведението на затворената система напълно съответства на еталона (3). Забележете, че евентуални вариации на оценките води до промяна само на

- параметрите на обратната връзка (полинома $\hat{B}$), и
- усилването в правата връзка (коефициента g_m),

но не и на еталона (3) или на предавателната функция на контролера, която е константна. За получаването на управлението трябва да се измерва x и да се изчисляват x_{fb} (вж. фиг. 2) и оттам – управлението u от съответните диференчни уравнения:

$$\begin{aligned} H(z)\,x &= \hat{B}(z)\,x_{fb}; \quad \deg H = \deg \hat{B}, \\ C(z)\,u &= H(z)\left(\hat{u} + g_m x_{ref} - x_{fb}\right). \end{aligned} \tag{8}$$



Фиг. 2. Структура на затворената система

За ефективно управление е съществено получаването на адекватни оценки на параметрите.

4. Регресионен модел и оценяване на параметри

Въвеждаме филтрираните сигнали:

$$\begin{aligned} u_f(t) &:= u(t) - c_1 u(t-1) - c_2 u(t-1) - \cdots - c_m u(t-m)\,, \\ x_f(t+d) &:= a_{f_1} x(t+1) + a_{f_2} x(t+2) + \cdots + a_{f_d} x(t+d)\,,\ a_{f_d} = 1, \end{aligned} \tag{9}$$

където m е достатъчно голямо, за да се получи адекватна апроксимация.

Ако запишем апроксимиращото диференчно уравнение (1) във формата на линеен по отношение на параметрите регресионен модел, получаваме

$$u_f(t) = \boldsymbol{y}^T(t+d)\,\hat{\boldsymbol{p}}(t)\,, \tag{10}$$

където

$$\boldsymbol{y}(t+d) := \begin{bmatrix} x_f(t+d) & x(t) & \cdots & x(t-m) & u(t-1) & \cdots & u(t-m) & 1 \end{bmatrix}^T \in \Re^{m+3},$$

са *регресорите*, а параметричните оценки $\hat{\boldsymbol{p}}$ съответстват на вектора:

$$\boldsymbol{p}(t) := \begin{bmatrix} k_f(t) & a_0(t) & \cdots & a_m(t) & b_1(t) & \cdots & b_m(t) & u_0(t) \end{bmatrix}^T \in \Re^{m+3}.$$

Регресионният модел (10) е *обратен* в смисъл, че описва входа на обекта в даден момент от времето във функция на поредица на стойности но изхода, както и от предходни стойности на входа [3,4,8,13]. По същество той е *некаузален*, доколкото за изразяване на управлението е необходим бъдещ по отношение на текущия момент изход. На практика това се изразява просто в съответно чисто закъснение в процеса на оценяване на параметрите – то е неизбежно и се обуславя от чистото закъснение в управлявания процес [1313131313].

Параметрите на модела (10) се извършва *он-лайн* и в съответствие с подходящ метод за параметрична идентификация, като трябва да отчетем обстоятелството, че този модел е обратен и некаузален. Един добър подход се дава от оценяването по критерий за минимална среднoквадратична грешка и експоненциално забравяне [1, 2,1313].

Експерименталните резултати показват ползотворен ефект и при използване на променлив дисконтов множител (*адаптивен* забравящ фактор).

5. Модификация на метода

Описаният подход се основава на следните основни моменти:

1) Обектът за управление се апроксимира с модел, чиято структура се задава от диференчното уравнение (1) – съответната предавателна функция на обекта се представя от (2). Нулите на модела са зададени съобразно нулите на желаната предавателна функция (3), респ. (6), като нулите на модела се фиксират върху удобно от гледна точка на проектанта множество. По този начин се гарантира устойчивост на обратният модел на процеса и се облекчава в максимална степен синтеза на управление.
2) Част от полинома в знаменателя (вж. уравнения (6)) на предавателната функция на обекта е зададена (малка част – това е полиномът $A_f(z)$, $\deg A_f = d$), останалата част – съответства на полинома $A_a(z)$, $\deg A_a = m$, както и коефициента k_f, подлежат на *он-лайн* оценяване. Това се реализира на базата на регресионния модел, описан от (10).
3) Редът на контролера може да се редуцира съответно, чрез съкращаване на нули на полиномите C и H, ($\deg C = \deg H$) – те са свободно избираеми *хурвицови* полиноми. Това обаче не е в състояние да намали реда на обратната връзка, реализирана чрез полинома (7). Управлението на адаптивната система се осъществява в съответствие с (8).
4) Чистото закъснение трябва да е априорно неизвестно, а редът на модела m трябва да е достатъчно голям, за да се получи адекватно представяне.

Ефективността на подхода е в пряка зависимост от това, доколко точна е апроксимацията на реалния обект чрез модел с третираната стуктура.Когато задачата за управление се свежда до точно следене на програмна траектория, какъвто обичайно е случаят на мехатронни системи, може да се използва аналогичен подход, като управлението се генерира съобразно

$$C(z)\,u = \hat{D}(z)\,z^{-d}\,x_{ref} + \hat{B}(z)\left(z^{-d}\,x_{ref} - x\right) + H(z)\,\hat{u}_0\,. \qquad (11)$$

Тази модификация не засяга дадените по-горе основни характеристики на подхода, а се основава на въвеждане на права връзка в управлението – подход, аналогичен на *метода на обратния динамичен модел,* успешно използван за управление на роботи [6, 7]. В конкретния случай еквивалентната предавателна функция на затворената система при перфектни оценки на параметрите би станала равна на $1/z^{d}$, където d определя закъснението на обекта (полюсният излишък), изразен в термините на такта на дискретизация.

6. Заключение

Обичайно в процеса на нормалната работа на някои системи за управление възникват параметрични промени и това прави адаптивните подходи към управлението препоръчителни и дори наложителни. Основно изискване при тях е методът за синтез на управление да е несложен [1,2], за да позволява ефективна работа в реално време. При методите на *управление с минимална дисперсия* или *с обобщена минимална дисперсия* [5,9], които са съвсем приемливи по отношение на простота, възникват проблеми при неминималнофазови процеси или при наличие на лошо демпфирани нули. Справянето с проблема на неустойчиви нули, от своя страна, минава през усложненията на неопределеното полиномиално уравнение, известно като равенство (тъждество) на *Безу* [1,10].

В работата е предложен подход към адаптивното управление на мехатронни системи, който се отличава с простота и изчислителна ефективност. Той се основава на оценяване на обратен модел и директно използване на параметрите на този модел за генериране на управлението.

Подходът има ресурси за третиране на обекти за управление с лошо демпфирани или дори с неустойчиви нули, не изисква анализ на полиноми, решаване на полиномиални уравнения, и не се основава на сложни процедури за синтез на управление в реално време или включване на неустойчиви нули в еталонната предавателна функция, както например в [13].

Приложението на метода следва да се обвърже с изискването да се извърши известо презапасяване с параметрите на модела, така че техният брой да надвишава поне двукратно реалния ред на обекта за управление.

Подходът е приложим за адаптивно управление на мехатронни системи, където се предполага, че задачата на управлението се свежда основно до проследяване на гладки траектории, а появата на лошо демпфирани нули или на неустойчиви нули е преходно явление и се обуславя от промяната на конфигурацията на устройствата и характера на тяхната работа.

ЛИТЕРАТУРА

[1] K. Åström, and L. Wittenmark, ***Adaptive Control***, ISBN 0201097206, Addison Wesley, 1989

[2] R. Isermann, K.-H. Lachmann, and D. Matko, ***Adaptive Control Systems***, ISBN 0130054143, Prentice Hall, 1992.

[3] B. Widrow, and E. Walach, ***Adaptive Inverse Control***, Upper Sadle River, Prentice Hall, 1996

[4] B. Widrow, and G. Plett, Nonlinear Adaptive Inverse Control, ***Proc. 36th Conf. on Decision and Control***, ISSN 0780339708, San Diego, California, USA, pp. 1032-1037

[5] K. J. Åström, ***Introduction to Stochastic Control Theory***, Academic Press, New York, 1970

[6] V. Balavessov, *et al.*, Adaptive Motion Control of Mechatronic Systems, ***Proc. 2nd Intern. Conf. on Recent Advances in Mechatronics ICRAM'99***, 24-26 May, Istanbul, 1999, стр. 153-158

[7] В. Балавесов, и др. Свойство на механичните системи и приложението му за целите на управлението им, сп. ***Механика на машините***, бр. 45, ТУ-Варна, 2002, стр. 131-134

[8] V. Vetsigyan and V. Balavessov, Motion control by repetitive trials and self-tuning, ***Proc. International Conference on Bionics, Biomechanics and Mechatronics***, Varna 2002, ISBN 9984325229, pp. 54-57

[9] Z. Li, and R.J. Evans, Minimum-variance control of linear time-varying systems, ***Automatica 33*** (**8**) (1997), pp. 1531–1537

[10] Q. Liu, M. Fu, and Z. Deng, Adaptive inverse control for non-linear system, ***Int. J. of information and systems sciences***, Vol. 1, Number 3-4, 2005, pp. 253-263

[11] S. Liang, M. Ishitobi and Q. Zhu, Improvement of stability of zeroes in discrete-time multivariable systems using fractional-order hold, ***International Journal of Control***, vol. 76, no. 17, 2003, pp. 1699-1711

[12] S. Alonso-Quesada and M. De la Sen, Adaptive control for stabilizing possibly inversely unstable continuous-time plants by using multirate input and fractional-order holds, ***Proceedings of 2006 American Control Conference,*** June 14-16, 2006, pp. 4082-4087

[13] В. Балавесов, Адаптивно управление за мехатронни системи, основано на оценяване на обратни модели, ***Годишник на Технически университет – София, том 63, кн. 2,*** ISSN 1311-0829, 2013, стр. 69-78

Автор: Васил Балавесов, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *balaves@tu-sofia.bg*

Постъпила на 01.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Тодор Йонков

ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ НА ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ МОБИЛЕН РОБОТ

Атанас Димитров, Владимир Заманов

Резюме: *В доклада са разгледани съвременните тенденции и техники за телеуправление на мобилни роботи. Анализирани са ключовите проблеми свързани с употребата на сензорните системи за детектиране на препятствия в неструктурирани среди. Специално внимание е обърнато на проблемите свързани с интерпретирането на сензорните данни и визуализацията на информацията от тях в реално време при движение на робота. Представени са резултати от експерименти с изследователски мобилен робот (ИМР) – 2TraMoR, проведени в контролирана лабораторна среда.*

Ключови думи: *мобилен робот, изследователски робот, телеуправление.*

TELEOPERATION OF A MOBILE ROBOT FOR EXPLORATION

Atanas Dimitrov, Vladimir Zamanov

Abstract: *In this paper are examined current trends and techniques for remote control (teleoperation) of mobile robot for exploration and research. The key issues associated with the use of sensor systems for obstacles detection in unstructured environments are analyzed. Special attention is paid to the problems associated with the interpretation and visualization of data from sensors in real time, when the robot is moving. The results from conducted experiments of exploration and research robot 2TraMoR in a controlled laboratory environment are presented.*

Key words: *mobile robot, exploration robot, teleoperation.*

1. Въведение

Телеуправлението е основен метод за водене на мобилни роботи (МР) в неструктурирана и динамична среда. Телеуправляемите системи функционират на принципа главен-подчинен *(master-slave)* [1, 2, 3], като подчиненото устройство се управлява отдалечено от оператор. В сложни и екстремни ситуации, човекът-оператор анализира сензорната информация и взема адекватно решение за последващите действия на робота. За осъществяване на съответното управление е важно оператора да е добре осведомен за обкръжаващата среда на робота. Използването на неподходящи средства за визуализация могат да доведат до умствено натоварване, намалена концентрация и работна неефективност [4, 5]. В зависимост от режима на опериране на робота [6], изследователите непрекъснато усъвършенстват съществуващите и предлагат нови подобряващи телеуправлението на МР методи. Подходи базирани на автономност на робота, като теле-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

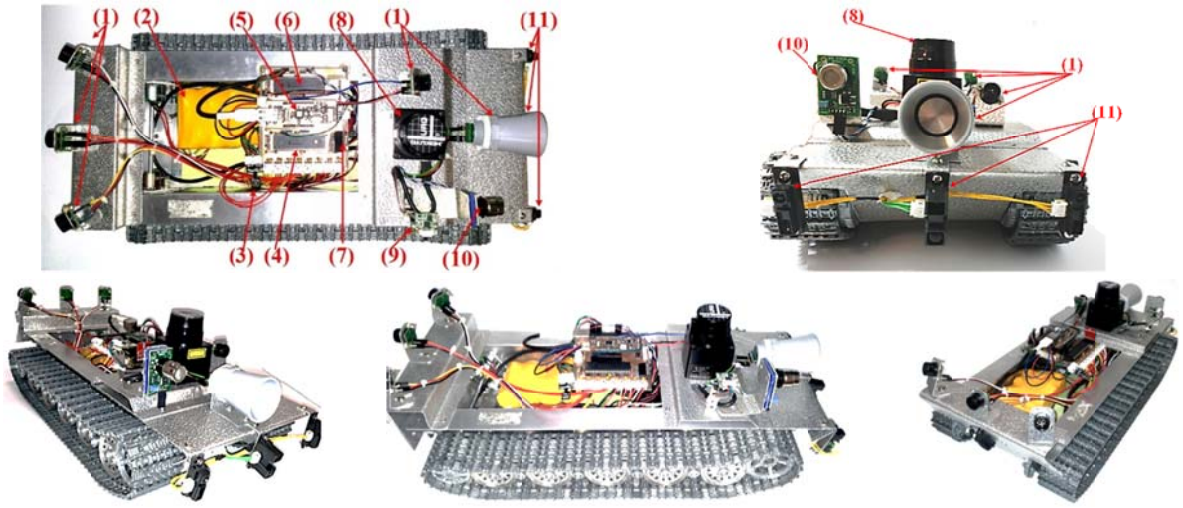
ISSN 1311-0829

автономия [7], разпределената автономност [8, 9, 10] и гарантираната автономност [11, 12] намаляват стреса върху оператора. Ограничения при използването им се явяват резервирането на функционалните им системи и невъзможността за предвиждане и програмиране на всички възможни ситуации.
Ефективното телеуправление е в тясна връзка с интерфейса транслиращ командите на оператора и визуализиращ постъпващата сензорна информация. *Интерфейсите за непосредствено* телеуправление са ефикасни при широколентова комуникация, малки закъснения и управление в реално време [13]. В сложна и/или динамична среда, *мултимодалните интерфейси* помагат за точно възприемане на средата и навременно вземане на решение. За МР със степен на автономност са подходящи *интерфейси за супервайзорно управление.* Те позволяват сложна задача да се раздели на подзадачи, изпълнявани от робота самостоятелно, независимо от закъснението в комуникациите [13].
Операторът и роботът си взаимодействат по различен начин. Стратегия основаваща се на сътрудничество и диалог между робот и оператор за постигане на целите е предложена в [14]. Електро-тактилните [15] и хаптичните интерфейси, подобряват интуицията и способността на оператора за възприемане структурата и релефа на работната сцена [16, 17], а допълнени с визуална информация се повишава и неговото телеприсъствие [18, 19, 20]. Недостатък на системи от подобен тип е наличието на електро-механични звена и актуатори за въздействие върху оператора, отнемащи време за пренастройване при промяна на целевите задачи. Налага се и подмяна на износените механични компоненти.
С развитието на *Internet* технологиите и увеличеният капацитет на преносната среда направиха възможно телеуправлението на МР да е *web* базирано [21, 22]. Глобалната мрежа на практика премахва ограниченията в разстоянията между оператор и робот. Непредсказуемостта, динамичността и несигурността при използването и от една страна и различните време-закъснения обаче я правят неподходяща при използването и в реално време.
Използването на PDAs (персонални цифрови асистенти) за телеуправление на МР в сравнение с настолни или преносими компютри дават определена мобилност и свобода в движенията на оператора [23, 24]. Малкият размер на екрана и лимитираната им изчислителна мощ обаче са основните им ограничения - не могат да визуализират и обновяват цялата важна информация едновременно.
Интерфейси показващи на оператора гледната точка на робота, най-често използват бордови камери за заснемане на сцената. Това налага използването на видео сървъри и широка честотна лента за пренос на видеосигнала. Комбинирането на информацията от различни видове сензори и визуализацията и по подходящ начин може да разкрие в детайлност особеностите на работната среда, без използването на допълнителни технически средства. През последните години, парадигмата за „*екологичният интерфейс* “, става все по популярна, като средство за подобряване телеуправлението [5, 25, 26]. Чрез използването на сензорната информация и 3D виртуално моделиране на обектите в средата като допълнение към визуализацията ѝ, значително се подобряват уменията на оператора при воденето на робота в различните приложения и целеви задачи [27]. При проектирането на телеуправляем робот 2TraMoR са решени основни задачи

по избор на: локомоционни и манипулационни механизми и тяхното управление [28, 29]; сензори за представяне на информацията за работната сцена [30]; комуникационен интерфейс и протокол за пренос на данни [31] и операторски интерфейс [32]. **Целта** на настоящият доклад е да покаже следващият етап и особеностите при изграждането на системата му за телеметрични данни.

Сензорна система на мобилен робот

Високомобилната верижна платформа 2TraMoR е проектирана за изследователски задачи и работа, както при нормални условия, така и при такива с намалена видимост или липса на такава. За успешно изпълнение на целевите задачи и събиране на информация за работната сцена и състояние на средата, роботът включва набор от сензори за измерване на разстояние, температура, влага и газови анализатори. Информация за разположението на обектите в работната сцена се получава от 2D лазерен скенер, а събраните телеметрични данни се предават към оператора посредством безжична връзка. На фиг.1 е показан реализираният робот, където: (1) 5 бр. ултразвукови сензори; (2) акумулаторна батерия; (3) сензор за влага и температура; (4) главен микроконтролер PIC18F4620; (5) модул за управление VNC2 микроконтролер; (6) подчинен микроконтролер PIC18F452; (7) модул за безжична комуникация nRF24L01+; (8) лазерен скенер Hokuyo URG-04LX-UG01; (9)IMU (инерциално-измервателно устройство); (10) газов сензор; (11) 4 бр. инфрачервени сензори.



Фиг.1. Бордови сензори и системи на 2TraMoR

Управлението на лазерният скенер (8) се осъществява от модул (5), посредством USB2.0 интерфейс. Събраната информация се предава пакетно на главният микроконтролер (4) по сериен интерфейс със скорост 115200Baud/s. След получаването на информацията, контролер (4) е изпраща безжично към оператора посредством модул (7). Следва прочитане и предаване на информацията от сензори (11), (1), (3) и (9). Сензор (10) се чете на всеки 100 повтарящи се по-горе описани цикъла, тъй като е необходимо време нагревателният елемент на CO_2 датчика да се активира и осъществи измерването.

Модул и система за работа в реално време

Един от проблемите свързан с използването на 2D лазерният скенер URG-04LX-UG01 е необходимостта от управляващо устройство имплементиращо Communication Device Class (CDC) USB протокола (модул 5 от фиг.**1**). Драйверите необходими за комуникацията на скенера чрез този протокол са вградени в Windows OS и когато скенера е свързан директно към персонален компютър получаването на данни не представлява проблем. Основната концепция и стратегия при изграждането на 2TraMoR е минимизирането на енергийната консумация с цел удължаване ефективното му време на работа, поради което, бордовият му изчислителен ресурс е сведен до минимум. Скенерът се използва, като основен източник за визуална информация и поради това управлението му става чрез реализиран управляващ микроконтролер на базата на FTDI чипа VNC2. Чипа може да се използва като двоен USB хост; хост и подчинено устройство, или две подчинени устройства. Когато се използва като USB хост, комуникацията му с други микроконтролери може да се осъществява посредством някой от другите имплементирани комуникационни интерфейса – UART или SPI. За разлика от предшественика си VNC2, работи с операционна система за реално време.

За софтуерната реализация на CDC хоста се използват вградените библиотечни функции на развойната среда Vinculum II. Самият CDC хост играе ролята буфер между скенера и бордовият контролер, като предава прозрачно командите генерирани от контролера за управлението на скенера и връща генерираният информационен пакет от скенера. Както бе споменато, VNC2 чипа работи с VINCULUM RTOS операционна система. Характерно за всяка система от този тип е, че отделните функции са оформени като отделни нишки, чийто контрол (активирането и деактивирането) се управлява от операционната система. За осъществяването на комуникацията между хоста и бордовият контролер е необходимо създаването на две потребителски нишки:

- CDC2UART – осъществява трансфера на потока данни от скенера към бордовият контролер;
- UART2CDC – осъществява трансфера на управляващи команди от бордовият микроконтролер към лазерният скенер.

На фиг.2 е показан *screenshot* от съвместната работа на отделните нишки управлявани от имплементираната в чипа RTOS

Thread Manager

#	Thread	Priority	State	Thread Type	CPU (%)	Peak Stack (Bytes)	Current Stack (Bytes)	Quantum	Thread Address
0	VOS Idle Thread	0	Ready	Idle Thread	0.59		8	2	0x1af
1	HCR	∞	Blocked	System Thread	0.00		17	2	0x837
2	HCD	∞	Blocked	System Thread	0.04		17	2	0xa3b
3	HCH	∞	Delayed	System Thread	3.99		16	2	0xb3f
4	CDC2UART	20	Ready	Application Thread	47.67		206	0	0xd43
5	UART2CDC	20	Running	Application Thread	47.68		110	1	0x1347
6	UHCDCSP	31	Blocked	Application Thread	0.00		125	2	0x158f
7	UHCDCP	30	Blocked	Application Thread	0.00		165	2	0x18d7

Фиг.2. Мениджър на нишките управлявани от VINCULUM RTOS

На ред №5 е показана нишката, която се изпълнява в момента от операционната система, в редове №0 и №4 са нишките, които са готови да се стартират. На ред №3 е маркирана забавената нишката, а останалите нишки са блокирани. Управ-

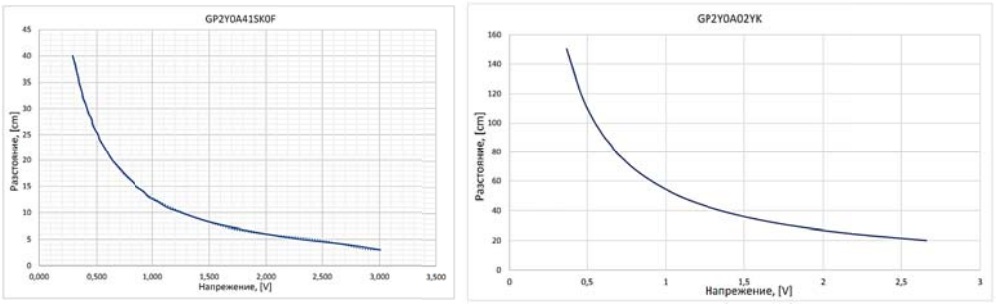
лението на всяка нишка става чрез два параметъра дефинирани в RTOS:

- `uint8 quantum` – дефинира времето за превключване между отделните нишки в *ms*;
- `uint16 tick_cnt` – параметър задаващ стойността на инкрементиране на таймерният модул на чипа в *ms*;

По подразбиране параметъра „`quantum`“ е настроен за *50ms*, което означава, че всяка нишка ще е активна през такъв интервал от време. В случая този параметър не удовлетворява изискванията за бърз обмен на данни между бордовият контролер и скенера (CDC комуникационният протокол дефинира изпращането на *64Bytes* информация на всяка една ms), в следствие на което, превключването на съответните нишки, както се вижда от фиг.2 е променено да става през интервал от *2ms*. Посочената промяна напълно удовлетворява изискванията за предаването на данните в реално време.

Калибриране и настройка на сензорите

Сензорите използвани за измерване на линейни разстояния до обектите намиращи се в работната сцена са основно два типа – инфрачервени локатори на фирмата Sharp и ултразвукови сонари на фирмата MaxBotix. Сонарите имат линейна зависимост на изходният си сигнал в зависимост от измереното разстояние при използването на аналоговият им изход, което ги прави лесни за прочитане и на практика в програмно отношение не се нуждаят от допълнителни настройки. За разлика от тях, зависимостта на изходният сигнал на IR локаторите е нелинеен, като за различните измервателни обхвати изходният сигнал е различен. Това налага предварително да се установи съответната аналитична функционална зависимост. За тази цел са изведени апроксимационни зависимостите за различните IR сензори (фиг.3).



а/ б/

Фиг.3. Апроксимационни зависимости на IR сензори.

За сензорите модел GP2Y0A41SK0F с обхват от (4÷30cm) изведената зависимост е апроксимиращ полином от шеста степен със следният вид:

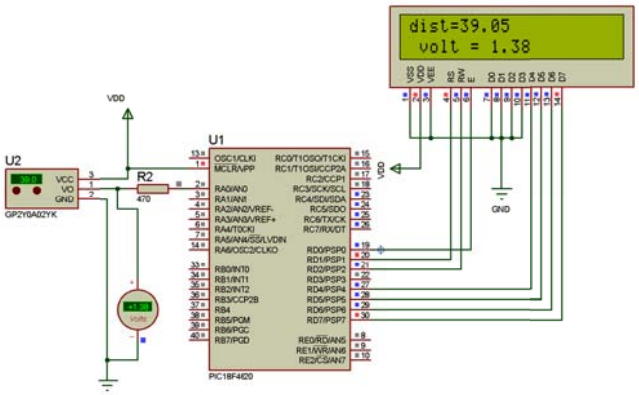
$$y = a_6 v_0^6 + a_5 v_0^5 + a_4 v_0^4 + a_3 v_0^3 + a_2 v_0^2 + a_1 v_0 + a_0 \qquad (1)$$

където: y е разстоянието, v_0 е измереното напрежение от АЦП модула на бордовият микроконтролер, а $a_6 \div a_0$ са полиномни коефициенти със стойности: $a_6=2.3533$; $a_5=-25{,}815$; $a_4=113.85$; $a_3=-259.79$; $a_2=329.53$; $a_1=-232.68$; $a_0=85.396$

Функционалните зависимости за сензори с обхват (20÷150cm) и (10÷80cm) са апроксимирани с:

$$y = Av_0^B \tag{2}$$

където : *A=54.367* и *B=-1.023* и *A=26.344* и *B=-1.193*.
За проверка на изведените зависимости е създаден симулационен модел с програмният продукт Proteus 7 показан на фиг.4, а направените симулации показват коректността на изведените зависимости.



Фиг. 4. Симулационен модел за проверка на апроксимациите

На калибриране е необходимо да се подложи и инерциално-измервателното устройство (сензор №9 от фиг.1) в зависимост от конкретното разположение на сензора на борда на робота. Необходимата процедура и съответните математически и изчислителни преобразувания подробно са описани в [33],поради което тук няма да се спираме в детайлност. Останалите сензори са калибрирани при производството им и единствено се реализира програмното им управление.

Експерименти

Функционалността на изградената телеметрична система е валидирана посредством реални експерименти в контролирана лабораторна среда. При първоначалната реализация, като главен микроконтролер е използван PIC18F452. Микроконтролерът има програмна памет в размер на 16KB и статична RAM памет 1536Bytes, като максималният размер на масив данни не може да е повече от 256Bytes. Това на практика ограничава бързото извличане на информацията от CDC хоста, тъй като трябва да става превключване между отделните регистрови банки на RAM паметта. Една възможност е да се създаде общ масив с необходимият размер, но вътрешната организация на паметта не позволява препокриване на защитените от *remapping* банки памет. Поради тази причина, е избран микроконтролер PIC18F4620, който предоставя на потребителя 64KB програмна flash памет и 3986 SRAM памет. Структурата на общата памет за ползване е организирана в 16 регистрови банки започващи от адрес 80h за банка gpr0 и завършващи на адрес F7F за банка gpr15. За създаването на необходимият масив, който да записва наведнъж цялата информация от скенера са използвани банки от gpr6 до банка gpr10 включително. Листинг отразяващ препокриването на съответните банки в свързващата програма на програмната среда на Microchip е показан в следващите няколко реда. С удебелен шрифт са показани направените

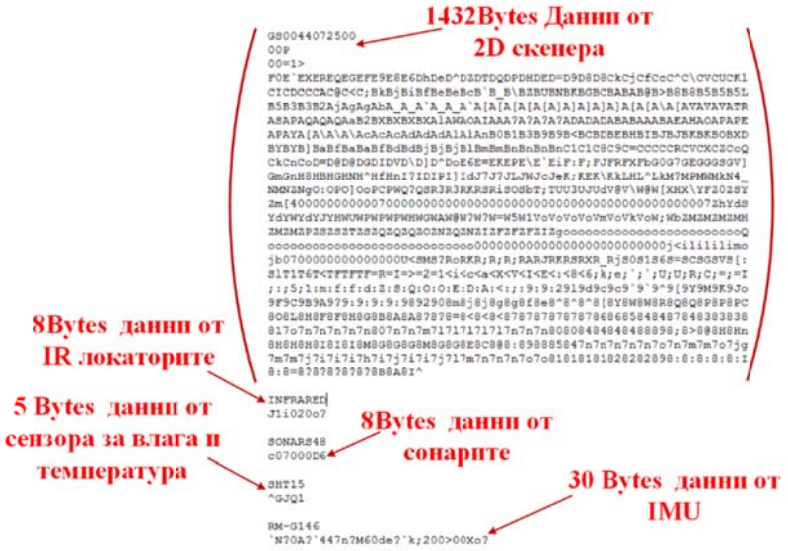
промени

```
44      DATABANK   NAME=gpr0       START=0x80              END=0xFF
45      DATABANK   NAME=gpr1       START=0x100             END=0x1FF
46      DATABANK   NAME=gpr2       START=0x200             END=0x2FF
47      DATABANK   NAME=gpr3       START=0x300             END=0x3FF
48      DATABANK   NAME=gpr4       START=0x400             END=0x4FF
49      DATABANK   NAME=gpr5       START=0x500             END=0x5FF
50      DATABANK   NAME=lrf_scan   START=0x600             END=0xB98                PROTECTED
51
52      //DATABANK   NAME=gpr7       START=0x700             END=0x7FF
53      //DATABANK   NAME=gpr8       START=0x800             END=0x8FF
54      //DATABANK   NAME=gpr9       START=0x900             END=0x9FF
55      //DATABANK   NAME=gpr10      START=0xA00             END=0xAFF
56      DATABANK   NAME=gpr11      START=0xB99             END=0xBFF
57      DATABANK   NAME=gpr12      START=0xC00             END=0xCFF
58      DATABANK   NAME=gpr13      START=0xD00             END=0xDFF
59      SECTION    NAME=lrf_scan       RAM=lrf_scan
```

За достъп до потребителски дефинираният масив трябва да се дефинира и в потребителската програма съответното състояние:

```
103     #pragma udata lrf_scan
104     unsigned char LRF_Data[0x598];
105     #pragma udata
```

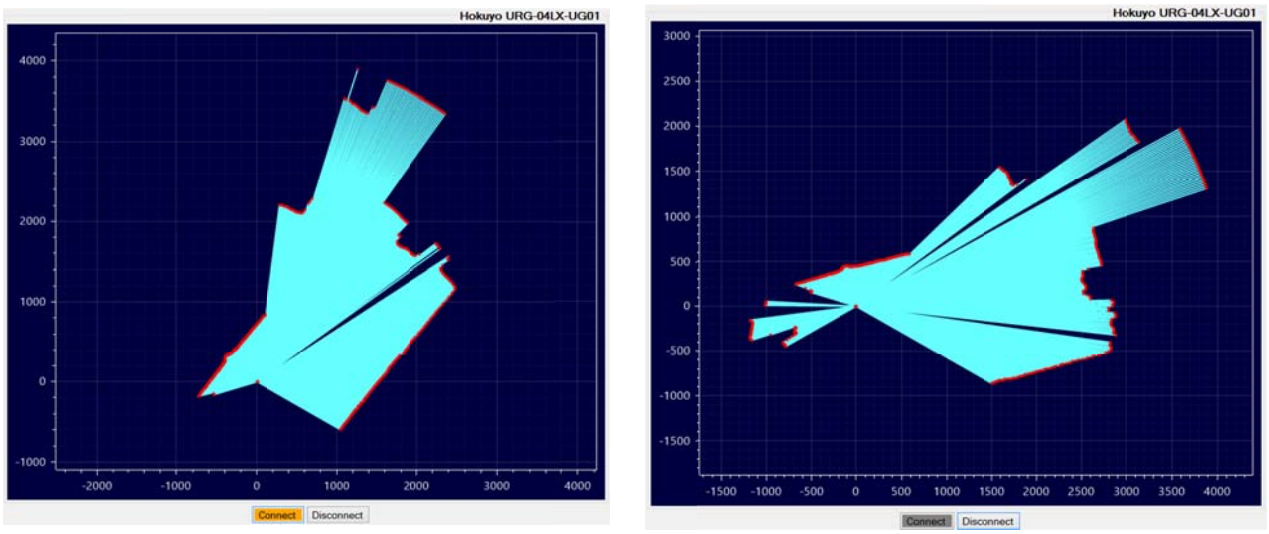
След така направените промени бордовият контролер може да съхранява целият масив данни на едно място и респективно да изпраща без по безжичният канал без превключване между отделни масиви, което води до намаляване трансферната скорост. На фиг.5 е показан един пълен комуникационен пакет от данни получен от оператора, включващ информацията от всички сензори.



Фиг.5. Пакет телеметрични данни изпращани от 2TraMoR към оператора

Тъй като протокола на лазерният скенер е стрингово базиран, за информационният поток от останалите сензори също е възприета подобна концепция и всички измерени стойности от сензорите са конвертирани в ASCII символи от бордовият контролер преди да се изпратят, като в зависимост от размера на съответните стойности е използвано дву- (за 10 и 12 битовите целочислени стойности от IR локаторите, сонарите и датчика за влага) и три символно кодиране за (14 и 16 битовите стойности на температурният датчик и IMU). При получаването на данните от оператора, се декодират от приложният операторски интерфейс, след което извлечената информация се разпределя по съответните контроли за визуализация.

На фиг.6 са показани *screenshots* от прозореца за графично визуализиране на работната сцена посредством URG-04LX-UG01 и проектираният интерфейс за управление на робота. Показаните резултати са при завъртане на робота на ≈90° от началната му позиция. Както се вижда от фигурата, контролата на прозореца е направена динамично да променя скалата за измерване на разстоянието по x и y координатите, което значително намалява риска от това робота да бъде поведен в грешна посока от една страна и намалява когнитивното натоварване на оператора от друга страна, каквато бе първоначалната реализация. Координати (0;0) задават местоположението на самият лазерен скенер.



Фиг.6. визуализиране на работната сцена с лазерен далекомер

Динамичното представяне на информацията от инфрачервените локатори, сонарите и инерциално-измервателното устройство на този етап е в стадий на тестове за повишаване скоростта на визуализация на информацията. Известно закъснение на опресняване на данните се наблюдава и в основния прозорец. Основни фактори за това са: типа на използваната операционна система, брой на стартираните системни сервизи и фонови приложения и др. Отстраняването на подобни проблеми и продължаващото развитие на робота 2TraMoR ще бъдат изложени в следващите публикации отразяващи развитието му.

5. Заключение

В статията са представени особеностите при пренасянето и визуализирането на основните телеметрични данни служещи за управление на мобилен робот 2TraMoR. Проведени са реални експерименти в контролирана работна среда.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от договор № ДВУ02/56 от 20.12.2010 на проект с тема: «Мобилна изследователска платформа с дистанционно безжично управление».

ЛИТЕРАТУРА

[1] P. F. Hokayem and M. W. Spong, "Bilateral teleoperation:An historical survey," *Automatica ,* vol. 42, pp. 2035-2057, 2006.

[2] J. Cui, S. Tosunoglu, R. Roberts, C. Moore and D. W. Repperger, "A Review of Teleoperation System Control,"*Florida Conference on Recent Advances in Robotics*, Boca Raton, 2003.

[3] S. Lichiardopol, "A Survey on Teleoperation," Technische Universiteit Eindhoven-Department Mechanical Engineering, Eindhoven, 2007.

[4] B. P. DeJong, J. E. Colgate and M. A. Peshkin, "Improving Teleoperation: Reducing Mental Rotations and Translations," *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA '04. 2004 IEEE International Conference on, April 26-May 1, 2004*, 2004.

[5] C. W. Nielsen, M. A. Goodrich and R. W. Ricks, "Ecological Interfaces for Improving Mobile Robot Teleoperation," *IEEE TRANSACTIONS ON ROBOTICS,* vol. 23, no. 5, pp. 927-941, 2007.

[6] П. Венков, "Сензорни системи на роботи за спасителни операции. I. Роботи за спасителни операции," *INTERNATIONAL CONFERENCE ROBOTICS, AUTOMATION AND MECHATRONICS'11*, Sofia, 2011, pp. m-11-m-4, 2011.

[7] J. Borenstein and Y. Koren, "Tele-autonomous Guidance for Mobile Robots," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Special Issue on Unmanned Systems and Vehicles,* vol. 20, no. 6, pp. 1437-1443, November/December 1990.

[8] P. Scerri, D. Pynadath and M. Tambe, "Adjustable Autonomy in Real-world Multi-Agent Environments," *AGENTS'01, May 28-June 1, 2001,*, Montreal, Quebec, Canada, 2001.

[9] M. Sierhuis, J. M. Bradshaw, A. Acquisti, R. v. Hoof, R. Jeffers and A. Uszok, "Human-Agent Teamwork and Adjustable Autonomy in Practice," *Proceeding of the 7th International Symposium on Artificial Intelligence, Robotics and Automation in Space: i-SAIRAS 2003*, NARA, Japan, May 19-23, 2003.

[10] D. J. Bruemmer , D. D. Dudenhoeffer and J. L. Marble , "Dynamic-Autonomy for Urban Search and Rescue," *AAAI Robotics Competition and Exhibition Workshop*, Edmonton, Canada, 2002.

[11] T. Fong, C. Thorpe and C. Baur, "A Safeguarded Teleoperation Controller," *IEEE International Conference on Advanced Robotics 2001*, August 2001, Budapest, Hungary, 2001.

[12] E. Krotkov, R. Simmons, F. Cozman and S. Koenig, "Safeguarded Teleoperation for Lunar Rovers: From Human Factors to Field Trials," *In Proc. IEEE Planetary Rover Technology and Systems Workshop*, Minneapolis, MN, 1996.

[13] T. Fong and C. Thorpe, "Vehicle Teleoperation Interfaces," *Autonomous Robots ,* vol. 11, pp. 9-18, 2001.

[14] T. FONG, C. THORPE and C. BAUR, "Advanced Interfaces for Vehicle Teleoperation: Collaborative Control Sensor Fusion Displays, and Remote Driving Tools," *Autonomous Robots,* pp. 77-85, 11, 2001.

[15] D. Pamungkas and K. Ward, "Electro-Tactile Feedback for Tele-operation of a Mobile Robot," in *Proceedings of Australasian Conference on Robotics and Automation*, 2-4 Dec 2013, University of New South Wales, Sydney Australia, 2013.

[16] N. Diolaiti and C. Melchiorri, "Tele-Operation of a Mobile Robot Through Haptic Feedback," in *IEEE Int. Workshop on Haptic Virtual Environments and Their Applications*, Ottawa, Ontario, Canada, 17-18 November 2002, 2002.

[17] S. K. Cho, H. Z. Jin, J. M. Lee and B. Yao, "Teleoperation of a Mobile Robot Using a Force-Reflection Joystick With Sensing Mechanism of Rotating Magnetic Field," *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS,* vol. 15, no. 1, pp. 17-26, 2010.

[18] S. Lee, G. . S. Sukhatme, G. J. Kim and C.-M. Park, "Haptic Control of a Mobile Robot: A User Study," in *Intelligent Robots and Systems, 2002. IEEE/RSJ International Conference on*, 2002.

[19] N. C. Mitsou, S. V. Velanas and C. S. Tzafestas, "Visuo-Haptic Interface for Teleoperation of Mobile Robot Exploration Tasks," *Robot and Human Interactive Communication, 2006. ROMAN 2006. The 15th IEEE International Symposium on*, Hatfield, 6-8 Sept. 2006, 2006.

[20] D. Tsetserukou, J. Sugiyama and J. Miura, "Belt Tactile Interface for Communication with Mobile Robot allowing Intelligent Obstacle Detection," *IEEE World Haptics Conference 2011, 21-24 June*, Istanbul, Turkey, 2011.

[21] H. Hu, L. Yu, P. W. Tsui and Q. Zhou, "Internet-based Robotic Systems for Teleoperation," *nternational Journal of Assembly Automation,* vol. 21, no. 2, 2001.

[22] E. Kamrani, "Real-Time Internet-Based Teleoperation," *Intelligent Control and Automation,* vol. 3, pp. 356-375, 2012.

[23] H. K. Keskinpala, J. A. Adams and K. Kawamura, "PDA–Based Human–Robotic Interface," in *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, Washington, DC, October 5-8,, 2003.

[24] G. Chronis and M. Skubic, "Robot Navigation Using Qualitative Landmark States from Sketched Route Maps," *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA '04. 2004 IEEE International Conference on*, New Orleans, LA, 2004.

[25] B. Ricks, C. W. Nielsen and M. A. Goodrich, "Ecological Displays for Robot Interaction: A New Perspective," *Intelligent Robots and Systems, 2004. (IROS 2004). Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on*, 2004.

[26] F. Okura, Y. Ued, T. Sato and N. Yokoya, "Teleoperation of Mobile Robots by Generating Augmented Free-viewpoint Images," *Intelligent Robots and Systems (IROS), 2013 IEEE/RSJ International Conference on, 3-7 Nov.*, Tokyo, 2013.

[27] В. Заманов и А. Димитров, МОБИЛНИ РОБОТИ. ПРИЛОЖЕНИЯ, София: Издателство на ТУ-София, София, с.61, 2013, ISBN:978-619-167-045-1, 2013, p. 61.

[28] В. Заманов и Д. Карастоянов, "Изследователски мобилен робот с безжично дистанционно управление," *International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'10,* Sofia, 2010, pp.III 471-474.

[29] В. Заманов, А. Димитров и С. Симеонов, "ВЕРИЖНА МОБИЛНА ПЛАТФОРМА С БЕЗЖИЧНО ДИСТАНЦИОННО УПРАВЛЕНИЕ," *РАМ 2011*, София, 2011, с. r-1 – r-4

[30] В. Заманов, А. Димитров и С. Симеонов, "Развитие на сензорната система на изследователски мобилен робот," Сборник с доклади от *Международна конференция АВТОМАТИКА'2012,* Созопол, 2012. с.303-312

[31] В. Николов и В. Заманов, "BLUETOOTH/WI-FI УПРАВЛЕНИЕ НА РОБОТ С ПОВИШЕНА МОБИЛНОСТ," Сборник с доклади от *Международна конференция АВТОМАТИКА'2012,* Созопол,2012, с.297-302

[32] А. Димитров и В. Заманов, "Интерфейс на изследователски мобилен робот," *Сборник с доклади от международна конференция "Автоматика'2013'*, Созопол,2013, с59-68.

[33] A. STMicroelectronics, *Using LSM303DLH for a tilt compensated electronic compass,* STMicroelectronics, 2010, p. 34.

Автори: Атанас Димитров, маг. инж- Център по Информатика и Технически Науки (ЦИТН), Бургаски Свободен Университет, E-mail address: *atanas@bfu.bg*; Владимир Заманов, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет-София, E-mail address: *vzamanov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 08.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Михо Р. Михов

ОЦЕНКА НА ЕНЕРГИЙНАТА ИКОНОМИЧНОСТ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА ЛОКАЛНИ КОНВЕКТОРИ

Дочо Цанков

Резюме: *В работата е извършена оценка на енергийната икономичност при управлението зонова температура. За нуждите на симулационния анализ са създадени модели на вентилаторен зонов конвектор и климатична зона. В средата MATLAB / Simulink са реализирани различни видове управление на конвектори. За всеки от случаите е отчетена консумираната топлинна енергия.*

Ключови думи: *оценка на енерго-икономичността, вентилаторен зонов конвектор, симулационния анализ.*

EVALUATION ENERGY SAVING IN THE MANAGEMENT OF LOCAL CONVECTORS

Docho Tsankov

Abstract: *The work is dedicated to the evaluation of energy saving in systems for temperature control at climate zone. For the purposes of the simulation analysis are established models of zone fan coiler and climatic zone. In the middle of MATLAB / Simulink are implemented various management convectors. For each of the cases are reported consumption of heat.*

Keywords: *evaluation of energy saving, zone* fan *coiler, simulation analysis.*

1. Въведение

В съвременната сградна автоматизация са познати най-различни начини за климатизация, било то за едно помещение, чиито изисквания към въздуха трябва да се поддържат, или за множество помещения в една сграда. Когато става въпрос за независима климатизация на много помещения в една сграда, много удобни са системите, в които се използва единна система за отопление и/или охлаждане на топлинен агент (вода, антифриз или др.), който се пренася до всички помещения в сградата, а там чрез топлообменници се управлява температурата на въздуха в помещението. Устройствата, които дават тази възможност, се наричат конвектори и представляват в общия случай топлообменник/ци с вентилатор и филтър за поддържане на чистотата на въздуха в определени граници. Тези системи са получили широко приложение, те са подходящи за най-различни сгради даже и в случаите, при които не е изградена централизирана вентилационна инсталация.

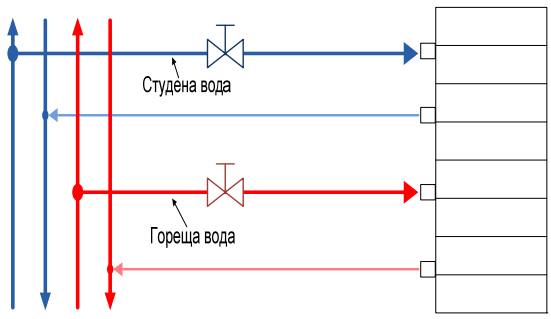
© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

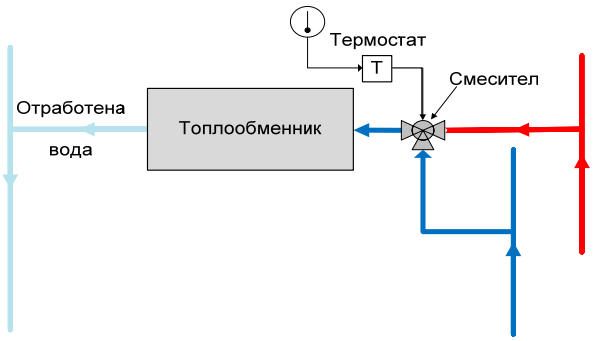
Също така, ако помещенията са по-малко на брой, не е рентабилно да се използва централизирана система за подаване на климатизиран въздух. По-добре е да се използват тези локални кондиционери. При добро проектиране на системата спрямо външните климатични условия за целогодишната ѝ работа, тя може да предоставя широк диапазон на климатизация във всяко помещение, включително отопление в едното, а охлаждане в другото, което не е по силите на всяка система. Освен едновременното отопление и охлаждане, в различните помещения, локалните системи предлагат и голямо бързодействие при рязка промяна на заданието или допълнителни смущения. Много по-малките дебити, които се управляват, както по-малката отдавана мощност, отколкото при една централна климатична система води до много по-висока степен на комфорт и по-ефективно управление.

2. Методи за управление на локални конвектори

Свързването на тръбопроводите определя голяма част от работата на локалните системи за климатизация. От това зависят качеството на работа, начинът на управление на системата и цената на самия терминал и на инсталацията. Типовете са два: двутръбна, тритръбна или четиритръбна система.



Фиг.1. Четиритръбна система



Фиг.2. Тритръбна система

Локалните системи обикновено се управляват чрез дебита на водата, преминаваща през топлообменника, скоростта на вентилатора или чрез двете заедно. Дебитът на водата може да се управлява чрез термостат, контролиран от температурата на въздуха на изходящия въздух или сензор, който се поставя на някоя стена, като термостатът управлява дву- или трипозиционен вентил. Логическото управление може да се изпълни по различни начини – самостоятелен микропроцесор, релейни схеми за управление или пневматично. Скоростта на вентилатора може да се задава ръчно или автоматично, обикновено автоматично се контролира дали да е вкл./изкл., а скоростта се задава ръчно на определени степени. Има и системи, в които може плавно да се променя скоростта и при автоматичното контролиране. При системи с автоматично управление на вентилатора се избягва поставянето на термостата в канала за изходящ въздух, защото когато няма циркулиращ въздух, не може да се получи реална представа за температурата в помещението. Повечето конвекторни устройства (вентилатор и топлообменник) имат трискоростен контрол на вентилатора, а температурата на водата

в топлообменника се изменя спрямо температурата на входящия въздух.
За да изследваме обаче различните видове управление, първо трябва да се изгради математически модел на конвектора, който да представя динамиката и реакциите му при различни входни въздействия и различни режими на работа. В зависимост от това колко точен е моделът, толкова резултатите ще бъдат по-близки до поведението на реалния обект при едни и същи входни въздействия. Въз основа на този модел, може да се синтезира управление, което да покрива определени качествени изисквания.

3. Моделиране на основни компоненти от локалните системи за климатизация

Основните елементи на локалните системи за управление на температура [1,2] са: конвектор и климатична зона. Моделирането на конвектора се извършва въз основа на данните, дадени от производителя в документацията за серията конвектори Wesper (табл.1) и експериментални данни при различни параметри на: входящия въздух, скорост на вентилаторите, дебита и температурата на водата.

Табл.1: Данни от производителя за серията конвектори Wesper

			Охлаждане			Отопление		
модел	скорост на вентилатора	дебит на въздуха	топлинен поток	поток на водата	пад на налягането на водата	топлинен поток	поток на водата	пад на налягането на водата
5020	Висока (ВС)	700	4400	756	39,8	8810	771	32,1
	средна (СС)	575	3490	598	26,4	7720	675	25,5
	ниска (НС)	435	2910	501	19,3	6265	551	17,7
		m^3/h	W	l/h	kPa	W	l/h	kPa

Използва се опростен метод за моделиране на топлообменника [3], базиран на ефективността му с отчитане на масовия му топлинен капацитет. Стартира се с калориметричното уравнение:

$$\Delta Q = c.m.\Delta T \tag{1}$$

Чрез тази формула, като преобразуваме във вид удобен за нашите изчисления се получава:

$$T_{кр} = \frac{\Delta Q}{c.V.\rho} + T_{нач} \tag{2}$$

c и ρ са известни величини, ΔQ, V и $T_{нач}$ са посочени в таблицата дадена от производителя.

След като се знае входната температура на водата, входната температура на въздуха и изходната температура на водата, може да бъде определена ефективността на топлообменника съгласно зависимостта:

$$E = \frac{T_{wi} - T_{wo}}{T_{ai} - T_{wi}} \tag{3}$$

За по-голяма точност ефективността се изчислява при трите скорости на вентилатора и тези коефициенти се осредняват. Извеждат се двете средни стойности за коефициента при загряване на въздуха и при охлаждане.

Средна стойност на E при охлаждане : 0.2954

Средна стойност на E при отопление: 0.2188

Определянето на температурата на водата се намира по формулата:

$$T_{wo} = T_{wi} + E.(T_{ai} - T_{wi}) \tag{4}$$

Като се добави и влиянието на управляващия сигнал, за дебита на водата се получава формулата :

$$T_{wo} = \frac{E.(T_{ai} - q.T_{wi}) + q.T_{wi}}{E.(1-q) + q} \tag{5}$$

Където q – управлението на регулиращия вентил, изменящо се в граници (0;1).

От тук се намира температурата на изходящата вода.

Като се знае температурната разлика (ΔT_w), е лесно да се определи и ΔT_a, което определя разликата в температурата на въздуха между изхода и входа.

Прави се приравняване на отделената и получената енергия и въз основа на уравненията:

$$\Delta Q_a = c_a.m_a.\Delta T_a \tag{6}$$

$$\Delta Q_w = c_w.m_w.\Delta T_w \tag{7}$$

$$c_w.m_w.\Delta T_w = c_a.m_a.\Delta T_a \tag{8}$$

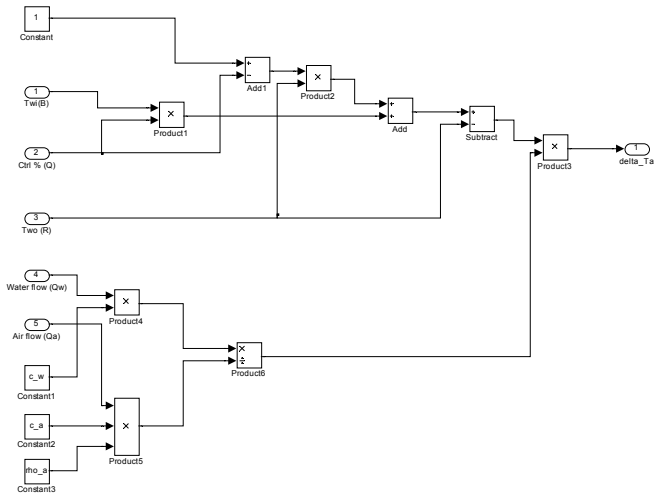
Получава се температурата на изходящия въздух (9):

$$T_{ao} = \frac{c_w.m_w.\Delta T_w}{c_a.m_a.} + T_{ai} \tag{9}$$

Това е представено и на схемата от Simulink (фиг.3).

След обобщение на експериментални данни, динамиката на топлообменника е представена с апериодични звена, които отразяват преходните процеси на температурата на въздуха и водата при топлообмена.

Моделът на конвектора има пет входа (температура на водата, температура на въздуха, степен на вентилатора, управление на потока на водата – в проценти и сигнал за превключване между отопление и охлаждане).



Фиг.3. Модел на изменението на температурата в топлообменника

В модела на конвектора има вграден и модул, който измерва количеството енергия което изразходва в момента топлообменника, този модул спомага за по-нататъшното сравняване на различните видове управление и коментиране на резултатите.

За направата на модел на зоната, която се климатизира, са нужни размерите й, както и площта на прозорците. При изчисленията на математическия модел, размерите са необходими, за да се определи обемът на въздуха, оттам и масата му и съответно чрез специфичния топлинен капацитет се определя загряването на помещението за единица време ($\Delta T/\Delta t$) , като знаем дебита и температурата на входния въздух и температурата на стаята в предишния момент.

$$\frac{dQ}{dt} = \left(T_{heat} - T_{zone}\right) m_{air} c \tag{10}$$

Където m_{air} и c са масата и специфичният капацитет на въздуха.

За да намерим загубите, намираме термичното съпротивление на помещението, с което можем да определим какво количество топлина се отдава в околната среда (загуби за изследваната система):

$$R_{th} = \frac{L}{K}\left[\frac{\mathrm{m}^2.\mathrm{K}}{\mathrm{W}}\right] \tag{11}$$

където L [m] е дебелината на стъклото/стената в метри, а K [W/(m.K)] е коефициентът на топлопроводимост на съответния материал.

Еквивалентното термично съпротивление е:

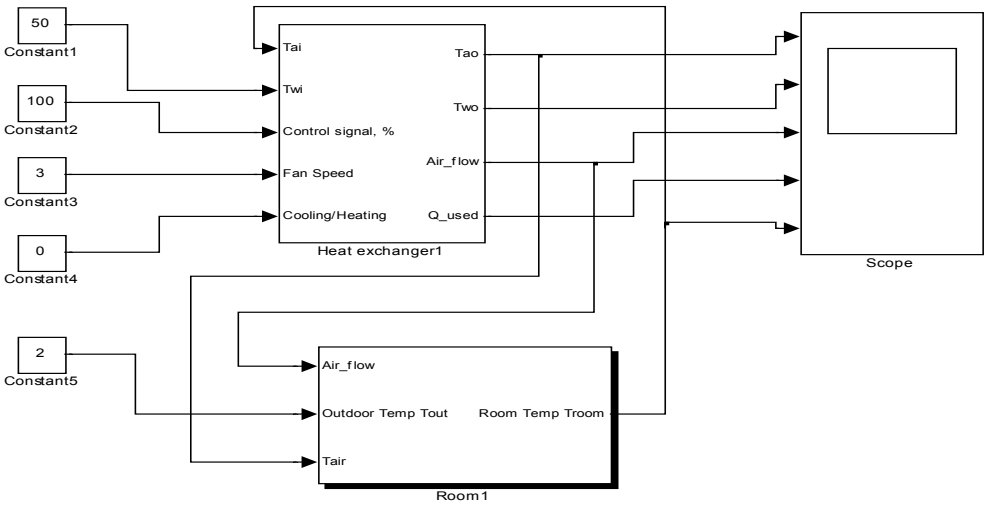
$$R_{eq} = \frac{R_{wall.}.R_{window}}{R_{wall.} + R_{window}} \tag{12}$$

Математическият модел на зоната се описва с уравненията:

$$\left(\frac{dQ}{dt}\right)_{losses} = \frac{\left(T_{zone} - T_{out}\right)}{R_{eq}} \tag{13}$$

$$\frac{dT_{zone}}{dt} = \frac{1}{m_{air} c}\left(\frac{dQ_{heat}}{dt} - \frac{dQ_{losses}}{dt}\right) \tag{14}$$

Общият вид на система, реализирана в MATLAB / Simulink, е показана на фиг.4 с типични стойности за отделните входни параметри.



Фиг.4. Модел на изследваната система

3. Симулационен анализ на системите за зонова климатизация

Направените в MATLAB изследвания имат едно основно предназначение – да представят реакциите на една реална система, поставена при най-различни условия и видове управление. Много често се симулират ситуации, които са невъзможни или много малко вероятни да се случат в една реална система, включително аварии и природни влияния. Необходимо е да се види как би се отразил един малко вероятен сценарий върху системата, да се предвиди реакцията ѝ, както и да бъде заложен евентуално авариен режим, в който да се ограничат събития, които са нежелани и които са наблюдавани при симулациите. Това става без необходимост да се пуска реалната система и да се поставя принудително в неестествени условия, което би било опасно за скъпо струващото оборудване или за някой от операторите. Самата енергия, която се изразходва при всяко тестване на системата, може да е голям разход при тези обекти за управление (топлинни процеси с големи времеконстанти).

Чрез симулационен анализ в средата Simulink е изследвано поведението на управлението и на обекта при различни условия, за да се покаже качеството на регулиране, особеностите и възможностите на конвектора за климатизация на въздуха в помещението. Изразходваната топлинна енергия се отчита чрез допълнителната функция за изчисление, вложена в модела на топлообменника.

Параметри на изследването :

- Външна температура (15˚C с плавно изменение от 5˚C);
- Задание (22˚C) след 2500s се променя на 18˚C.

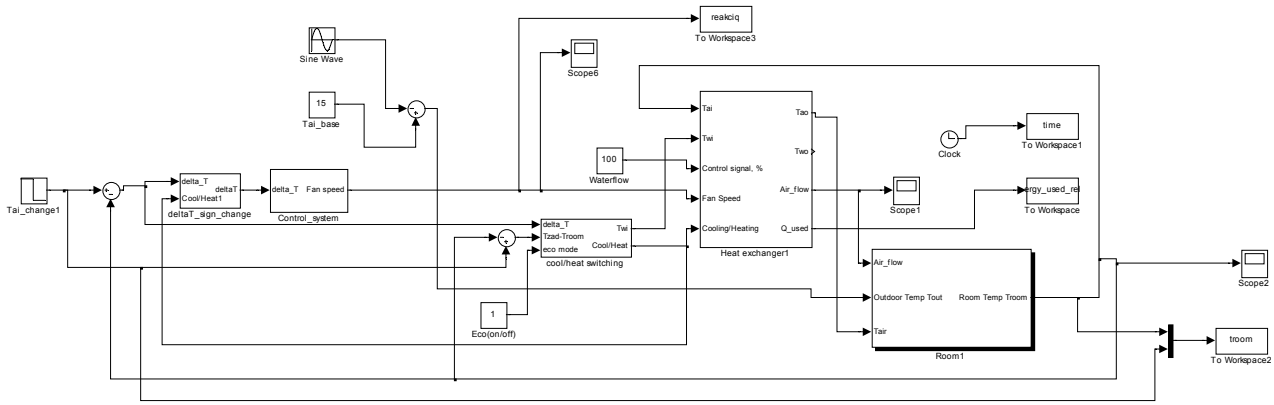
Сравнително се анализират два от най-популярните методи за управление [4,5]:

Управление чрез дебита на въздуха и управление с дебита на течния топлоносител.

Първото изследване е на локална система за климатизация с релеен регулатор на степента на въртене на вентилатора, така на практика управляваме дебита на въздуха, но не плавно, а с предварително зададени степени.

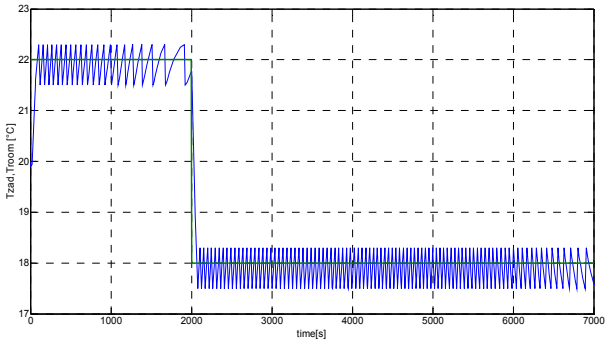
Създаден е релеен стъпален регулатор, чиито зони за превключване са подбрани така, че има минимално отклонение от задание при ограничена честота на включване и изключване на отделните степени.

Допълнително е въведено и ограничение на минимална продължителност на въртене или на покой. Видът на изследваната система е показан на фиг.5.

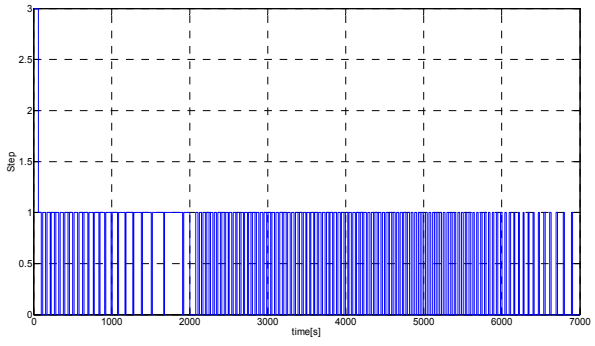


Фиг.5. Система за зоново управление на температура с релейно степенно уп.равление на вентилаторите.

От показаните фигури за реакцията на системата (фиг.5) и превключването на отделните степени (фиг.6) се вижда, че отклонението от задание при наложените ограничения е в диапазона + 0,3˚C ÷ - 0.5˚C за висока и ниска стойност на заданието.

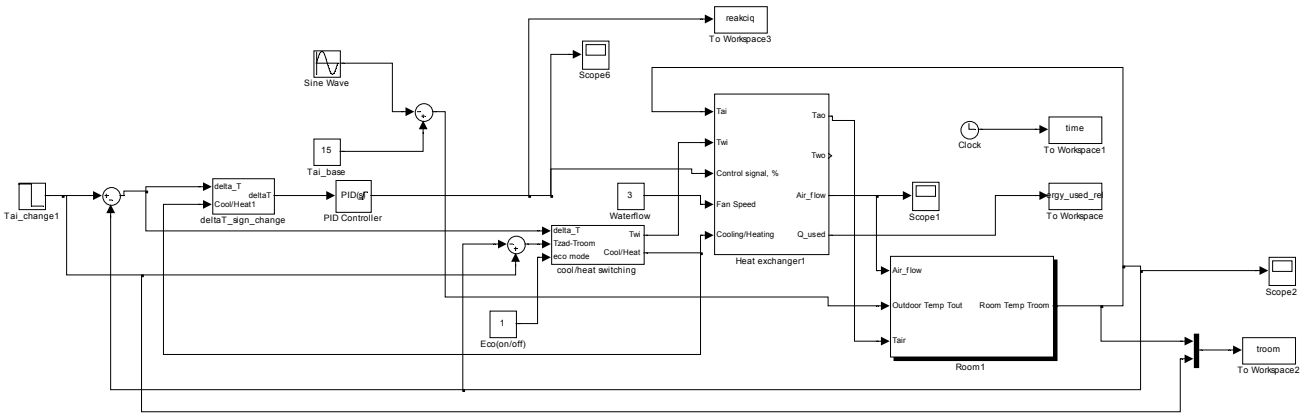


Фиг.6. Зададена и измерена температура в зоната при релейно управление на вентилаторите



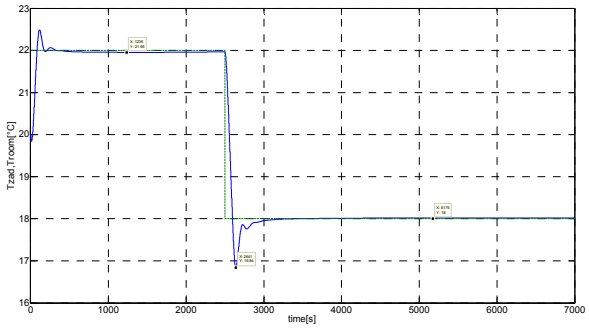
Фиг.7. Реакция на регулатора на зонова температура при релейно управление на вентилаторите

Следваща стъпка се явява регулиране на зоновата температура, чрез прилагането на регулатор на дебита на циркулиращата вода. Структурната схема на тази система е показана на фиг.8.

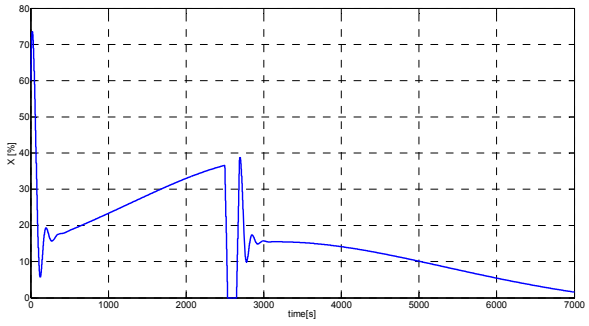


Фиг.8. Система за зоново управление на температурата с управление на дебита на топлоносителя.

От показаните фигури за реакцията на системата и превключването на отделните степени се вижда, че отклонението от задание при наложените ограничения е в диапазона 0,05°C с пререгулиране 2,2% за високата стойност на заданието и съответно 0,02°C за ниската.

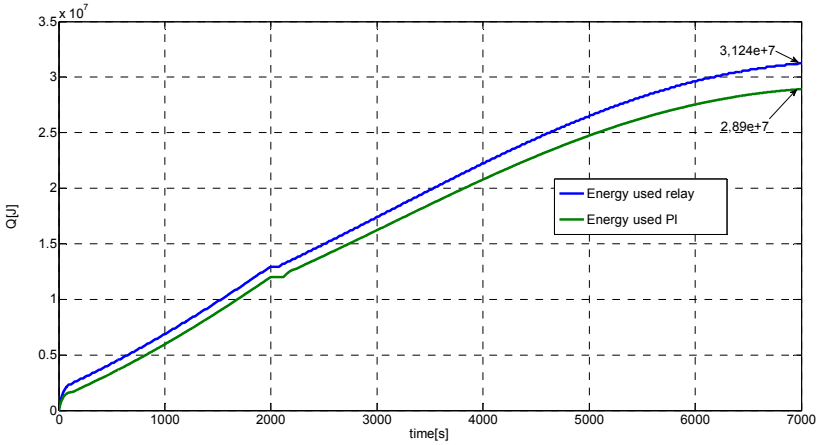


Фиг.9. Зададена и измерена температура в зоната при безстепенно управление на водния дебит



Фиг.10. Реакция на регулатора на зонова температура при безстепенно управление на водния дебит

Оценката на консумирана топлинна енергия при едни и същи условия може да се види на фиг.11.



Фиг.11. Консумирана топлинна енергия в период от 7000 секунди

Крайните стойности на изразходваната енергия след 7000 секунди работа на двете системи са: $3{,}124.10^7$ [J] – консумирана енергия при релейното управление на системата с степенно изменение на дебита на въздуха и $2{,}89.10^7$ [J] – консумация на системата с ПИ регулатора и управление по дебит на водата. Използването на регулатор с управление по дебит на водата е по-икономично, както се вижда на графиката и от показаните резултати за крайната изразходвана енергия. Консумацията на системата с управлението на водния дебит е с около 10% по-ниска от тази с релейното степенно управление на въздуха.

10. Заключение

И двата типа са широко разпространени при управлението на подобни системи за климатизация, релейното управление е по-лесно за изпълнение и настройка. При добре избрани прагове на включване и изключване се постига максимално бърз преходен процес, но липсва установяване на системата при достигане на заданието. Съществуват постоянни колебания около заданието.

Реализацията с регулиращ вентил на дебит и ПИ/ПИД регулатор на температура, въпреки по-сложната си структура, може да осигури стабилно управление с малка грешка при установяване и без колебания. Това, което най-вече оправдава инвестицията за контур с регулиране на дебита, е ефективното и икономично управление на системата, което в зависимост от използваните мощности, може да изплати бързо вложените средства в системата и да донесе печалби. Като цяло локалните системи за климатизация са подходящи за всякакъв вид помещения за климатизация, в които няма високи изисквания към влажността и доставянето на свеж въздух, тъй като ограничените размери, които трябва да се спазват от един конвектор, не позволяват пълна функционалност, каквато би предложила една централизирана система за климатизация и контрол на въздуха.

Приложението на такъв тип локални системи е практически неограничено за климатизацията на малки помещения, а в зависимост от съответен баланс между направените разходи за консумирана енергия и инсталирани устройства с един от тези два типа регулиране, може да бъде изградено управление на климатизацията на различни помещения.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ASHRAE Handbook - Heating, Ventilating, and Air-Conditioning Systems and Equipment, year 2008

[2] Jan F. Kreider & Co, Handbook of Heating, Ventilation, and Air Conditioning, CRC Press LLC, 2001

[3] Ward, John A., “MEAN TEMPERATURE DIFFERENCE”- статия от интернет с адрес: *http://www.thermopedia.com/content/945/*

[4] K.C. EDWARDS, D.P.FINN, Air and water flow rate optimisation for a fan coil

unit in heat pump aplication, School of Mechanical & Materials Engineering, University College Dublin, Dublin, Ireland

[5] F. Holmberg, Implementation of a PID Controller for Building Automation, Department of Automatic Control Lund Institute of Technology, March 2001

Автор: Дочо Цанков Цанков, гл. ас. д-рq катедра „Автоматизация на Електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *d_tsankov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 30.04.2014 **Рецензент** проф. д-р Тодор Йонков

УПРАВЛЕНИЕ НА СИСТЕМА С ПРЕВКЛЮЧВАЩА СТРУКТУРА ЗА ПОДДЪРЖАНЕ НА НАДНАЛЯГАНЕ В ЧИСТИ ПОМЕЩЕНИЯ В СИСТЕМИТЕ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

Тодор Йонков, Христо Стоянов

Резюме: *В работата е представен и реализиран подход за поддържане на надналягане в сравнително големи помещения, имащи голяма площ на отваряемите врати, при които технологично чистите производствени процеси се реализират при продължително време на задържане на вратите в отворено положение. Работата се основава на специално разработено решение за управление, базирано на програмируем логически контролер и СКАДА работна станция. Показани са функционални схеми, логически блокови схеми при различни режими и примерни графични екрани, изобразяващи стауса на системата.*

Ключови думи: *надналягане, комуникационна мрежа, СКАДА*

OVERPRESSURE CONTROL IN CLEAN ROOM WITH SWITCHING STRUCTURE TO OVERPRESSURE CONTROL IN CLEAN ROOMS INTO BUILDING MANAGEMENT SYSTEM

Todor Ionkov, Hristo Stoyanov

Abstract: *Overpressure control in relatively large rooms, a large area of opening doors, together with the need for a long time to hold the door open is presented and realized. The work is based on a particularly selected solution of managing the unit with a programmable logical controller and supervisory control and data acquisition (SCADA) system based on communication network. Functional schemes, logical block schemes in different modes and graphical solutions of system status are presented.*

Keywords: *overpressure, communication network, SCADA.*

1. Въведение

Чистите помещения представляват затворени (изолирани) зони с пречистен въздух, в който концентрацията на частици с определени размери се поддържа под специфицирано ниво при изключително високи изисквания към параметрите на микроклимата. В резултат на това те могат да бъдат определени като помещения с контролирана среда от: замърсеност, температура, влажност и диференциална разлика в наляганията между отделните зони, конструирани по подходящ начин, за да се ограничи наличието на микрочастици и замърсители в тях. Структурата им силно зависи от тяхната функцията и дизайн. Специални пред-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

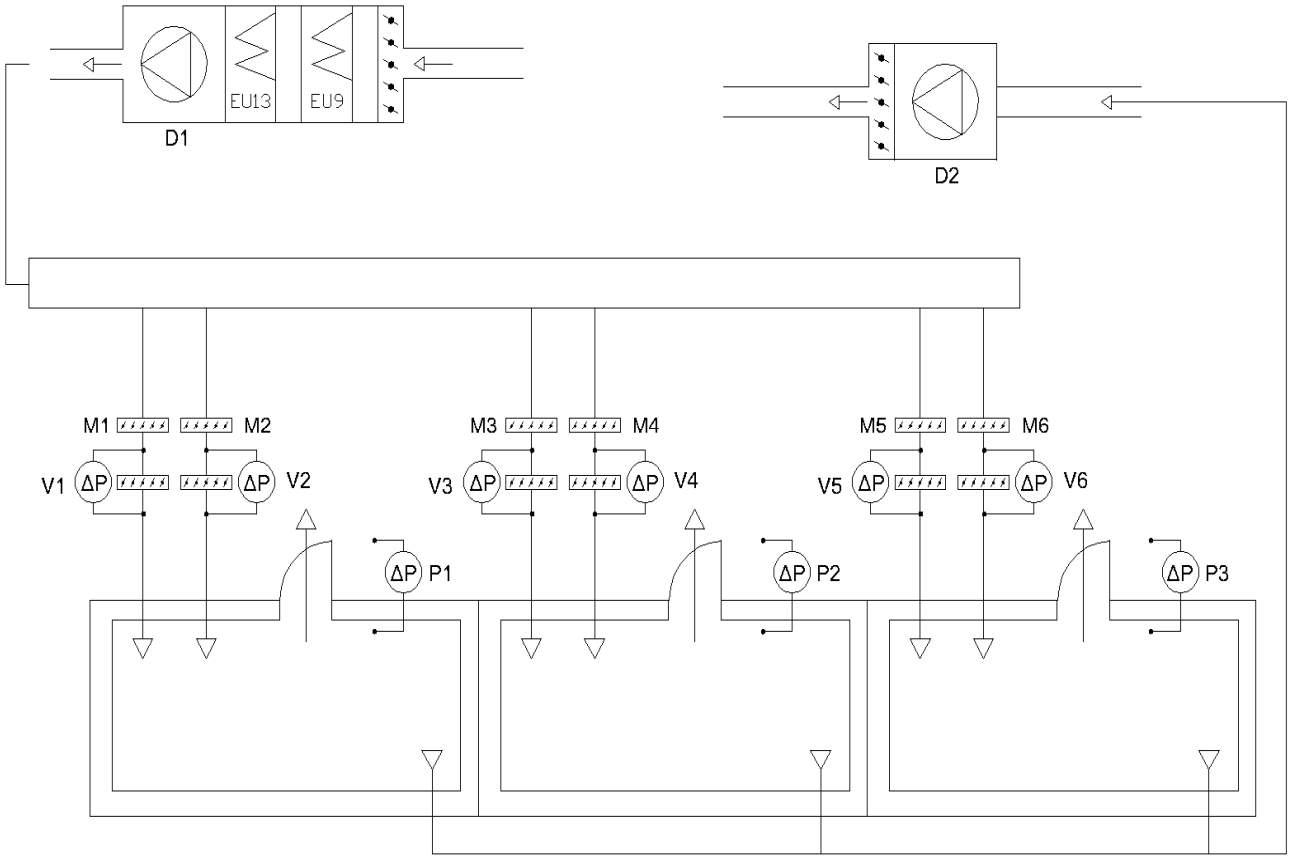
ISSN 1311-0829

писания и насоки съществуват за технологията на поддържане на параметрите на въздуха в зависимост от честотата на използване на помещението, инсталираното в него оборудване, обслужващия персонал, процедурите на технологичния процес и др.

Цел на настоящата работа е да се реализира подходящо управление чрез комуникационна мрежа за поддържане на надналягане в чисти помещения чрез съвместно управление на подаващия вентилатор и дебиторегулиращите клапи.

2. Обект за управление

Функционалната схема на обекта на изследването е показана на фиг.1.



Фиг.1. Функционална схема

Обектът съдържа три еднотипни помещения, във всяко от които се поддържа надналягане спрямо околното помещение. Поддържането на надналягане се осъществява чрез подаване на по-голямо количество входящ въздух в сравнение с изходящия въздушен поток. За управлението на всяко едно от помещенията са предвидени следните компоненти:

- M (1,3,5) подвижна жалузийна решетка с пружинен възврат с нормално работно положение – затворена.
- M (2,4,6) подвижна жалузийна решетка с пружинен възврат с нормално работно положение – отворена.

- V (1,3,5) дебиторегулиращи клапи с обратна връзка. Заданията им са постоянни и са съобразени с необходимият въздушен дебит в различните режими (отворена врата/затворена врата). Заданията и показанията за текущ дебит се отчитат директно чрез входно/изходни сигнали - 0-10V.
- V (2,4,6) дебиторегулиращи клапи с обратна връзка. Заданията им са постоянни и са съобразени с необходимият въздушен дебит в различните режими (отворена врата/затворена врата). Заданията и показанията за текущ дебит се предават по комуникационна мрежа.
- P (1,2,3) сензори за отчитане на диференциално налягане между помещенията. Показанията им се отчитат директно чрез входни сигнали - 0-10V.

3. Логическо управление на система за контрол на надналягане в чисти помещения

Дистрибуцията на подаваният въздух за всички помещения се осигурява от честотно управляем вентилатор D1.

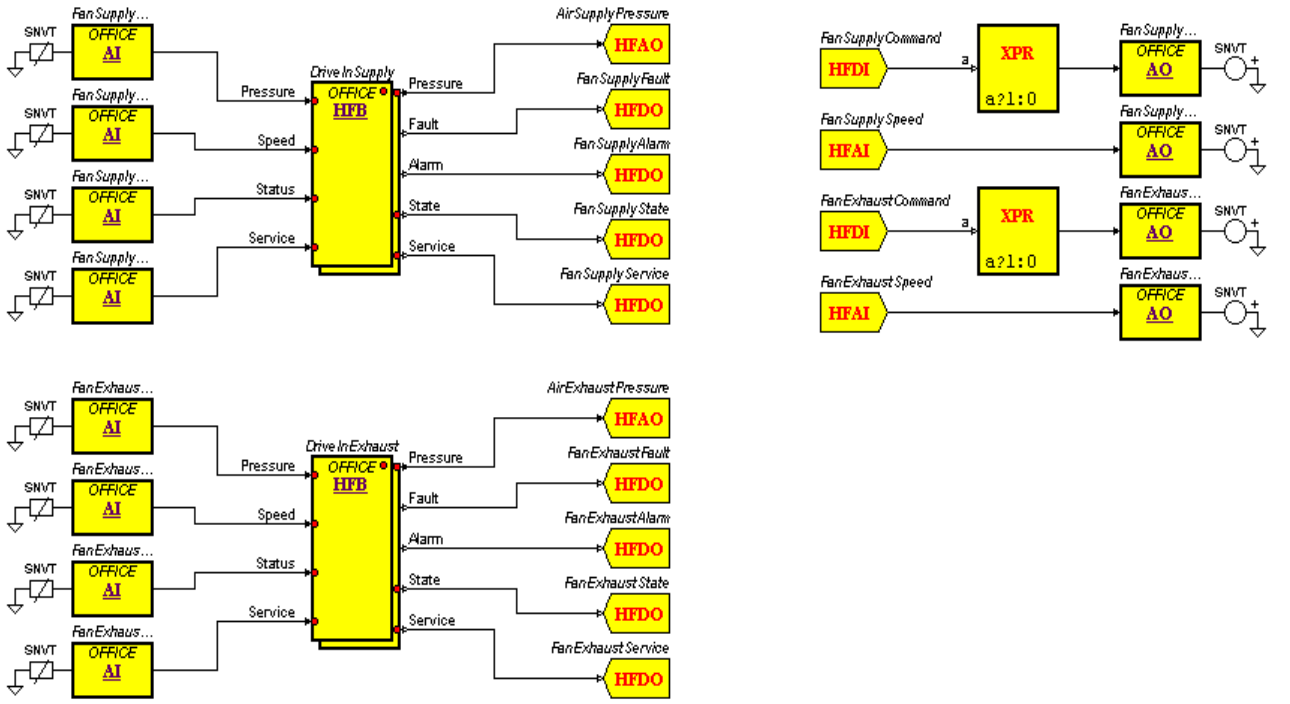
При установен режим на работа (затворени всички врати) системата поддържа диференциална разлика 15Pa, което е гаранция за насочено движение на въздушните потоци в желаната посока – от помещенията с надналягане към околните помещения.

При отчитане на рязка разлика от сензора за диференциална разлика между помещенията (отваряне на врата), се изработва управляващ сигнал за отваряне на подвижната жалузийна решетка M (1,3,5) в линията за „голям“ въздушен дебит. Пружиният възврат осигурява бързодействие при отварянето й. Едновременно с това се подава сигнал за затваряне на подвижната жалузийна решетка M (2,4,6) в линията за „ограничен“ въздушен поток и задание към вентилатора F за стъпално увеличаване на скоростта му. Големината на предварително настроената задаваща стъпка в началния момент - S1 превишава задаващата стъпка S2, към която се преминава след определено време.

В основата на този подход стои идеята за форсировка на преходните процеси, при която се разчита на осигуряване на качество на регулирането по канала за управление на дебиторегулиращите клапи.

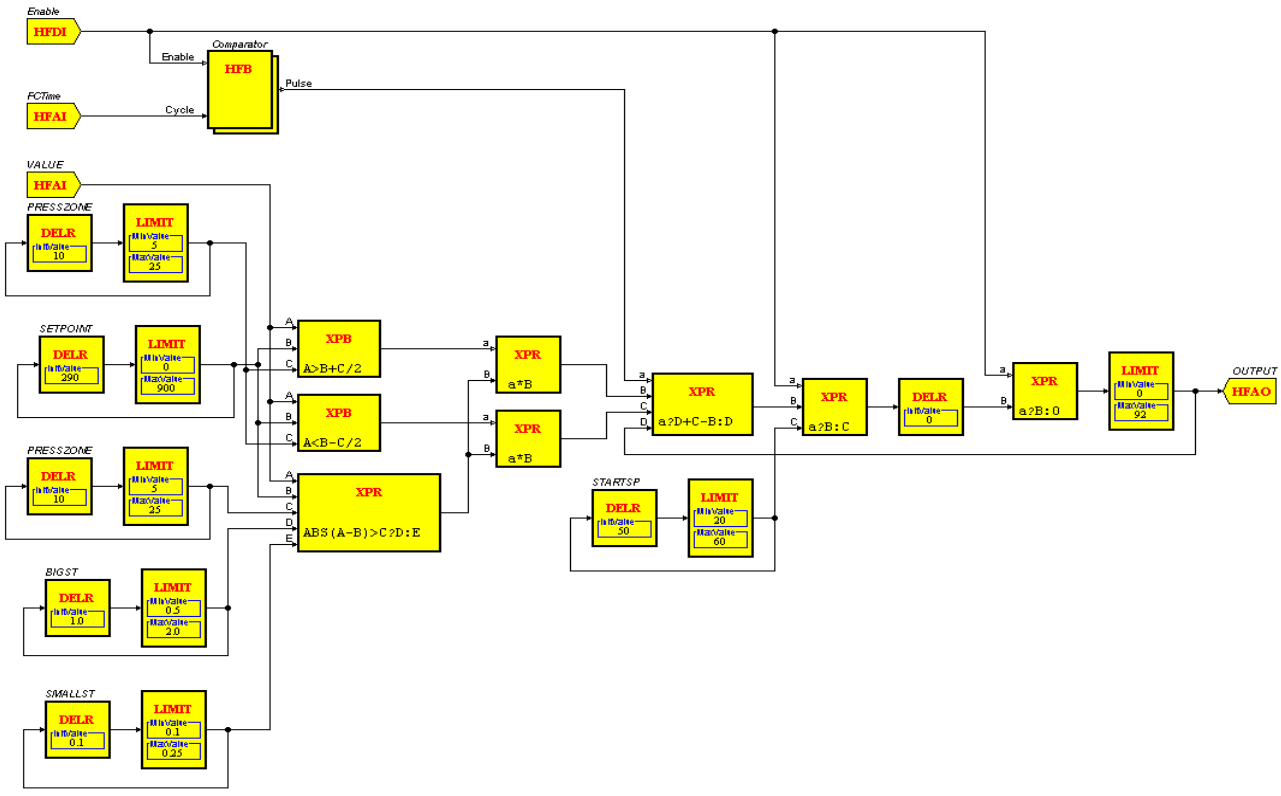
Системата следи информацията от обратните връзки от дебиторегулиращите клапи V (1,3,5) и съгласно тях изработва управляващ сигнал към честотния преобразувател D1 за поддържане на дебита. Вентилаторът D2 е с директно пускане. Наблюдава се неговото състояние и позицията на прилежащата му жалузийнна решетка.

На фиг.2 е показан алгоритмичната структура на програма, разработена в програмна среда „Building Operation Menta Editor” за обработването на входно/изходните сигнали на вентилаторите за подаващ и изходящ въздушен поток.



Фиг.2. Програма за обработване на входно/изходните сигнали
на вентилаторите за подаващ и изходящ въздушен поток

На фиг.3 е показана програмната реализация на управлението на честотния преобразувател с различни стъпки на регулиране:

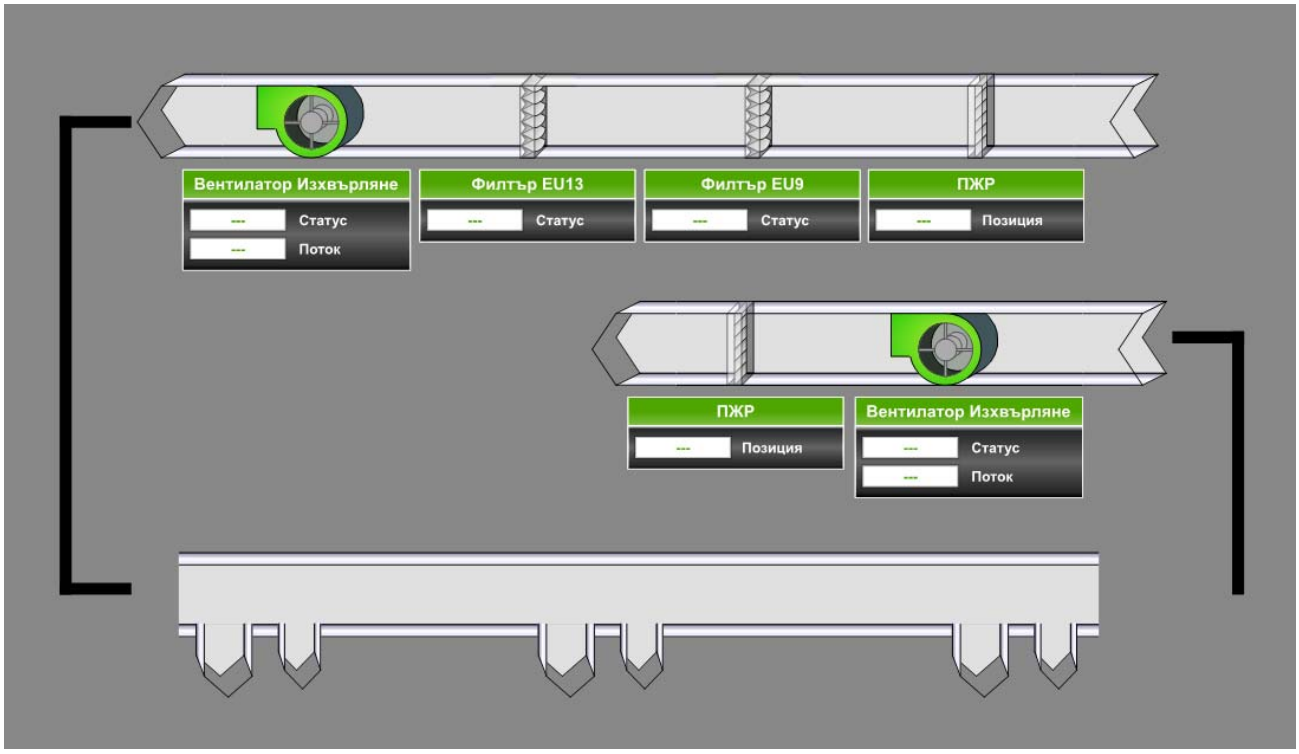


Фиг.3. Програмна реализация на управлението на честотния преобразувател
с различни стъпки на регулиране

4. Графични екрани и интегриране в програмен продукт „StruxureWare – Building Operation Graphics Editor”

На фиг.4 е показан разработеният графичен екран на системите за подаващ и изходящ въздушен поток. В конкретния екран се изобразяват следните параметри:

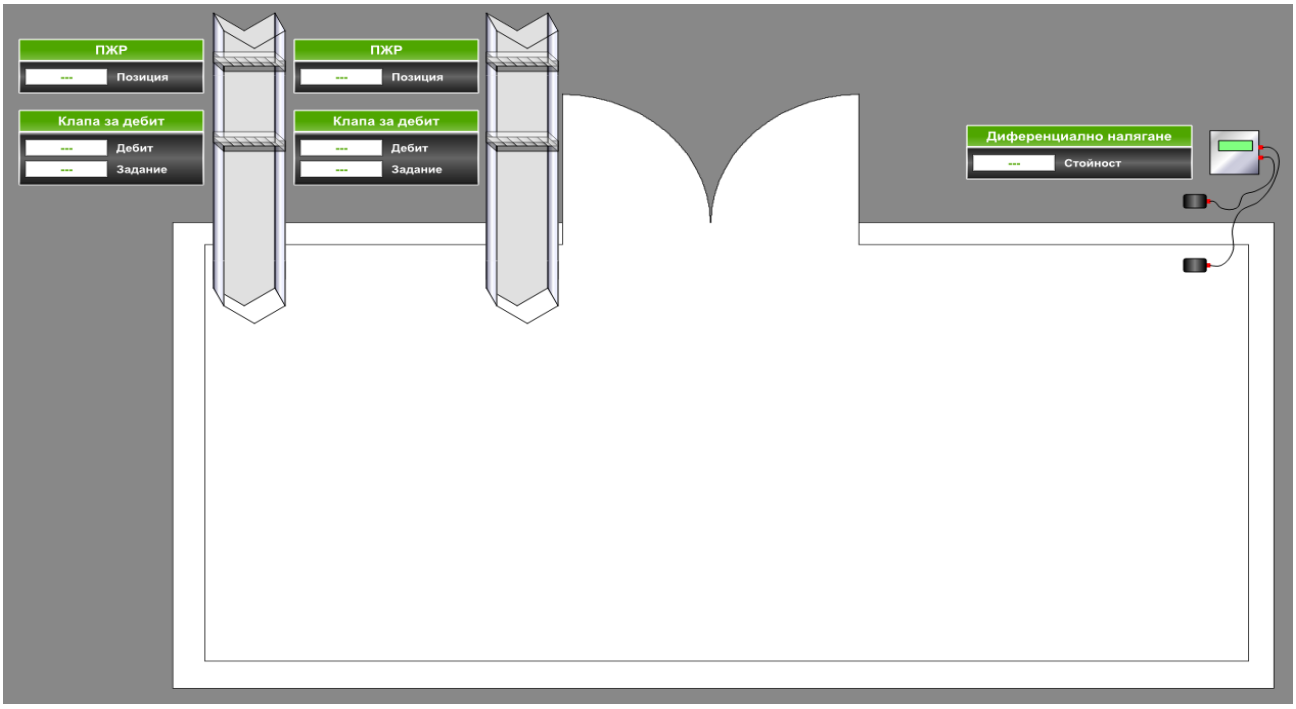
- Статус на вентилатора - въздушен поток за подаващ въздух;
- Статус на вентилатора - въздушен поток за изходящ въздух;
- Наличие на въздушен поток за подаващ въздух;
- Наличие на въздушен поток за изходящ въздух ;
- Стойности на замърсеност на филтърна група EU9;
- Стойности на замърсеност на филтърна група EU13;
- Позиция на подвижна жалузийнна решетка - подаващ въздух;
- Позиция на подвижна жалузийнна решетка - изходящ въздух.



Фиг.4. Графичен екран за наблюдение на състоянието на системите за подаващ и изходящ въздушен поток

Фиг.5 илюстрира графичен екран на подсистемата за индивидуален зонов контрол. В него са изобразени следните параметри:

- Статус на диференциалното налягане между помещенията;
- Задание за дебит през линиите „голям“ и „ограничен“ въздушен дебит;
- Показание за текуща стойност на дебита през линиите „голям“ и „ограничен”въздушен дебит;
- Позиция на подвижна жалузийнна решетка на линиите „голям“ и „ограничен ” въздушен дебит.



Фиг.5. Графичен екран за наблюдение на подсистема
за индивидуален зонов контрол

5. Заключение

Интегрирането на системите за осигуряване на надналягане в системите за сградна автоматизация притежава следните предимства спрямо стандартното инвидуално локално управление на надналягания:

- Осигурява се управление и наблюдение на всички (обикновено голям брой) сградни системи от една единствена мониторна контролерна система;
- Изграждането на супервайзорно ниво при разглежданите системи дава възможност за дистанционна настройка на параметрите и реализиранена мониторинг в реално време на голям брой съществени за технологичния процес величини.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Building Operation Menta Editor - Technical Manual
[2] Clean Rooms - ISO Standard 14644
[3] Reference Guide StruxureWare - 2011 Schneider Electric

Автори: проф. д-р Тодор Йонков, проф. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София ТУ-София, E-mail address: *tsj@tu-sofia.bg*; Христо Стоянов, асистент катедра „Автоматизация на електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София ТУ-София, E-mail address: *hlstoyanov@yahoo.com*

Постъпила на 30.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Евтим Йончев

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ КОНТРОЛЕРИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ОПТИЧНИ СЛЪНЦЕЗАЩИТНИ ЩОРИ В СИСТЕМИ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

Христо Стоянов, Теодора Петрова

Резюме: *В работата е представен и реализиран подход за управление на оптични слънцезащитни щори чрез комуникационна мрежа в системите за сградна автоматизация. Работата се основава на специално разработено решение за управление, базирано на програмируем логически контролер, СКАДА работна станция за визуализация и управление и прилагане на „KNX" комуникационна мрежа. Показани са логически блокови схеми два основни режими на работа, определени от външните услови. Създаден е и графичен екран, изобразяващ регулируемите координати на слънцезащитните щори.*

Ключови думи: *слънцезащитни щори, комуникационна мрежа, СКАДА*

IMPLEMENTATION OF PROGRAMMABLE LOGICAL CONTROLLER FOR MANAGEMENT OF OPTICAL SUNBLINDS INTO BUILDING MANAGEMENT SYSTEM

Hristo Stoyanov, Teodora Petrova

Abstract: *A management approach of the for managing optical sunscreen blinds via a communication network in building automation systems is presented and realized. The work is based on a particularly selected solution of managing the unit with a programmable logical controller and supervisory control and data acquisition (SCADA) system based on "KNX" communication network. An examples of logical diagram in two basic modes of operation, determined by external conditions are presented. There is also a graphical screen depicting adjustable coordinates of sunblinds.*

Keywords: *sunblinds, communication network, SCADA.*

1. Въведение

Оптимизирането на управлението на естествената осветеност и поддържането на комфорт в офисните сгради са важни критерии за реализиране на съвременно енергоефективно управление в системите за сградна автоматизация, включващи оптични слънцезащитни щори. Автоматизираният контрол на щорите цели намаляване на консумацията на енергия, необходима за експлоатацията на дадена сграда, като същевременно гарантира комфортен климат за обитателите й.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Известни са няколко метода за управление на щорите: локално, централизирано и комбинирано.

Централизираното управление се характеризира в известен смисъл като оптимално между комфорт и енергийна ефективност. За реализирането на подобен тип управление е подходящо използването на свободно програмируеми контролери (PLC) и работна станция (SCADA). В съвременните системи от този тип широко приложение са намерили различни комуникационни протоколи:

- KNX комуникационен протокол
- LonWorks комуникационен протокол
- Modbus комуникационен протокол и др.

Не са известни реализации, включващи корекция на управляващите въздействия в зависимост от вътрешната осветеност на помещенията, навярно поради прилагането на стандартни параметрично настройваеми алгоритми, заложени в устройствата, комуникиращи чрез KNX протокол. Цел на настоящата работа е да се анализират възможностите за централизирано управление на щори по KNX комуникационен протокол при включване в управлението на обратна връзка по вътрешна осветеност.

2. Възможности за прилагане на „KNX" комуникационен протокол в информационните канали на системите за сградна автоматизация

KONNEX (KNX) е съвременен, OSI -базиран мрежов комуникационен отворен стандарт за автоматизация в търговски и жилищни сгради. Създаден е от представители на организациите, развиващи стандартите - European Home Systems Protocol (EHS), BatiBUS и European Installation Bus (EIB), които през 1997 г. се обединяват около идеята за нов международен стандарт за сградна автоматизация. Днес KNX е одобрен международен стандарт (ISO /IEC 14543-3), както и европейски (CENELEC EN 50090 и CEN EN 13321-1, CEN EN 13321-2), китайски (GB /Z 20 965) и северноамерикански стандарт (ANSI/ASHRAE standard 135).

Към момента KNX има 4 комуникационни среди – усукана двойка, силова мрежа, радиочестотна комуникационна среда и Етернет. Всяка от тях може да се използва в комбинация с един или повече режими на конфигурация.

Усуканата двойка (Twisted Pair) е на EIB. (EIB, EHS и Batibus - са различни стандарти за автоматизиране на електрически уреди и сградна автоматизация, които KNX обединява.) Това е една от най-разпространените и важни комуникационни среди в рамките на KNX стандарта. Максимално надеждна, предава информация със скорост 9600 бита в секунда, съчетава високо качество и ниска цена на компонентите. Топологията на усуканата двойка е много гъвкава: линейна, звезда, дърво или различни комбинации между тях.

Силовата мрежа (Power line) също е на EIB. За момента тя се поддържа от помалък брой производители. Те предлагат пълната гама устройства за осветление и щори и някои от устройствата за контрол на отоплението. Скоростта за пренос

на данни е 1200 бита в секунда. Power line използва вече съществуващата електрическа мрежа. Тя е втората по значимост комуникационна среда след усуканата двойка.

При радиочестотната комуникационна среда (RF) скоростта на предаване на данни е 16384 бита в секунда. KNX RF носителят позволява едно- и двупосочни внедрявания и се характеризира с ниска консумация на енергия.

Най-новата комуникационна среда на KNX е Етернет. Благодарение на нея е възможно използването на LAN мрежи и интернет за пренос на данни.

При конфигурация на KNX сертифицираните устройствата има три основни режима:

- Автоматичен режим (Automatic mode) – устройствата с такова означение – среща се още като A-mode - се конфигурират автоматично.Тези устройства имат фиксирани настройки на параметрите.
- Облекчен режим (Easy mode) - устройствата с това означение – среща се и като E-mode – са подходящи за хора, които имат основни познания за инсталиране на автоматизирани системи.
- Системен режим (System mode) - използва се при създаването на поръчкови системи за сградна автоматизация. Устройствата, които са в S-mode, нямат настройки по подразбиране. Необходима е продуктова база данни за всяко едно от тях. Инсталирането и конфигурирането се извършва от добре подготвени специалисти и с помощта на ETS софтуер. S-mode е най-гъвкавият режим за конфигурация на контролни функции.

3. Логическо управление на оптични слънцезащитни щори

Предложеният в настоящата работа модел на управление се базира на следните особености:

1. Режимите на управление на слънцезащитните щори се определелят от режима на работа на сградата отопление/охлаждане. Определянето на режима на работа е функция от показанията на външната температура и нейната посока за последните: час, ден и седмица съгласно предварително дефинирани тегла.

2. При наличие на директно слънце, отчетено от сензор за соларна радиация, се въвежда минимален ъгъл на позициониране на ъгъла на перата на щорите с цел предотвратяване на заслепяване от директна слънчева светлина на обитателите в помещението.

3. Управление на ъгъла на позициониране на щорите за постигане на зададена осветеност в помещението.

Особености в режим отопление:

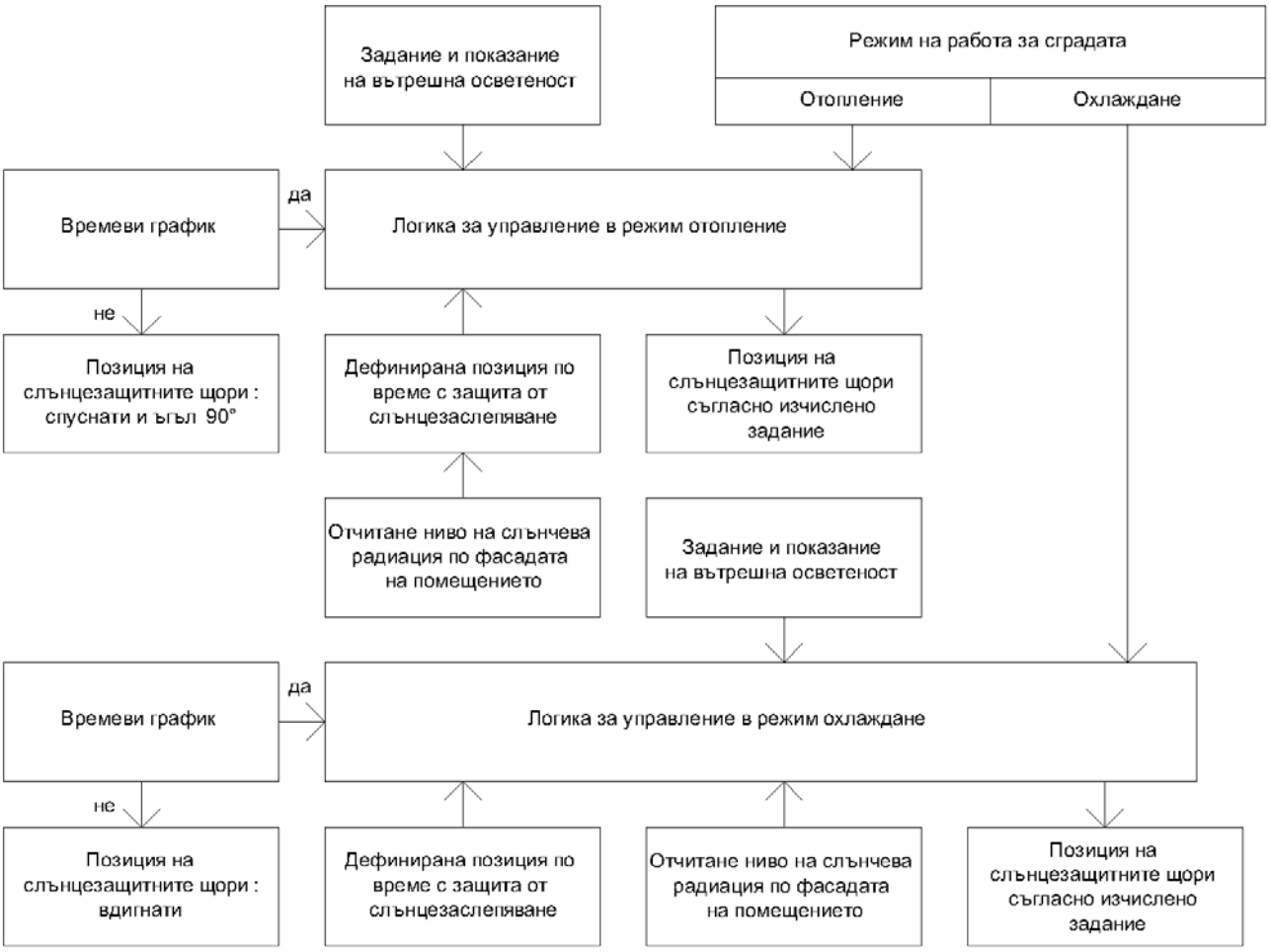
- Когато системата не е във времеви график (нощно време) щорите са спуснати и затворени (90°) - блокират топлинното излъчване от сградата.
- Когато системата е във времеви график щорите са спуснати до ниво 1.3 метра от пода с цел засенчване само на работната повърхност и възмож-

ност за поемане на слънчевата енергия от останалата част на фасадата на сградата.

Особености в режим охлаждане:

- Когато системата не е в времеви график (нощно време) щорите са вдигнати - спомагат топлинното излъчване от сградата.
- Когато системата е във времеви график щорите са спуснати напълно с цел предпазване на пълната повърхност на фасадата.

Блоковата схема на разработения алгоритъм за управление е показана на фиг.1.



Фиг.1. Логическа блокова схема

4. Графични екрани и интегриране в програмен продукт „StruxureWare – Building Operation Graphics Editor”

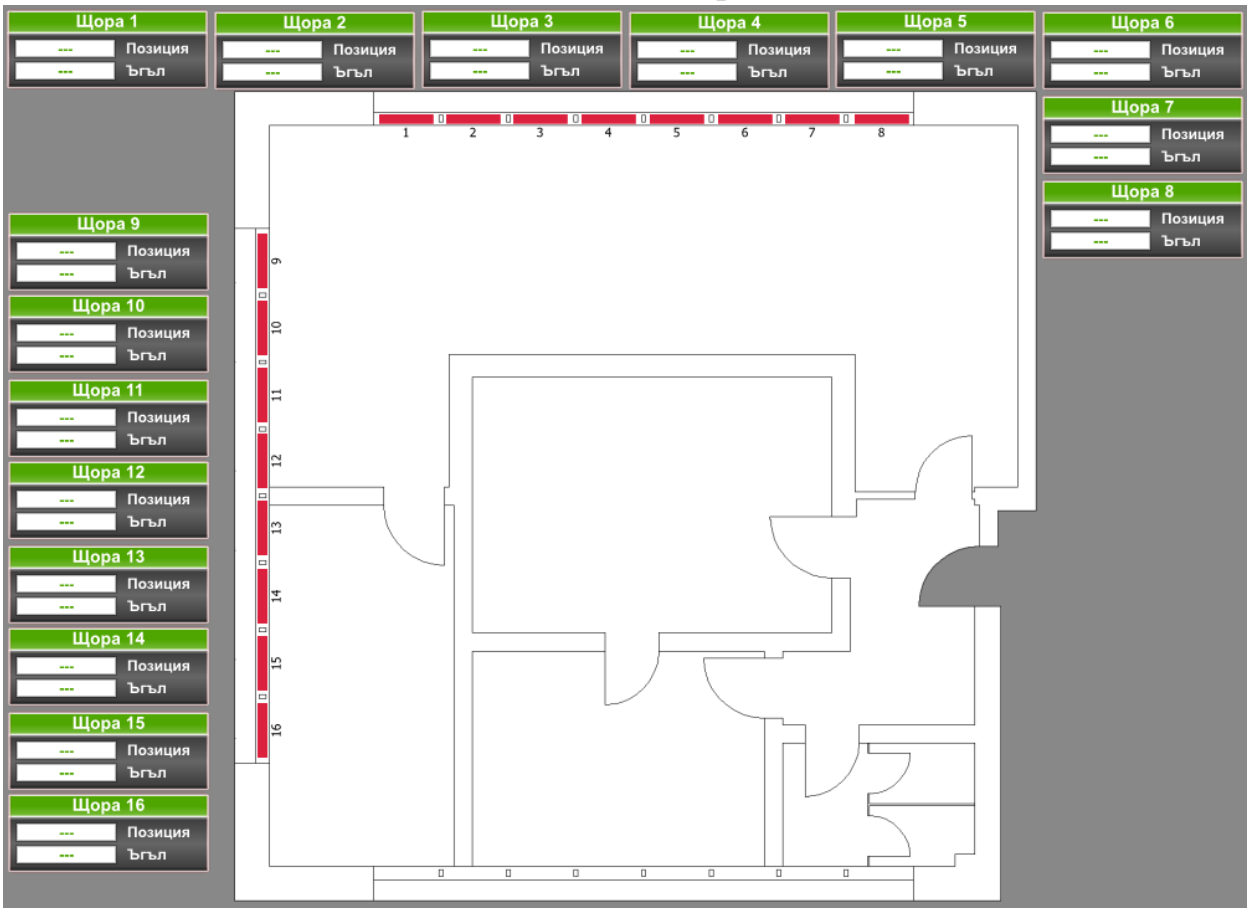
Изграждането на разработената система включва създаването на графичен екран, изобразяващ сезона, режима и външната температура. В конкретния екран (фиг.2) се визуализират:

- Моментната стойност на външната температура;
- Средната, максималната и минималната стойност на външната температура за последният час;
- Средната, максималната и минималната стойност на външната температура за последният ден;

- Средната, максималната и минималната стойност на външната температура за последната седмица;
- Режимът на работа;
- Посоката на промяна на температурата.

Фиг.2. Графичен екран за наблюдение на режим, външна температура и нейната посока на изменение.

На фиг.3 е показан графичен екран на примерно етажно разпределение, изобразяващ позиция и ъгъл на слънцезащитните щори.



Фиг.3. Графичен екран, визуализиращ позиция и ъгъл на слънцезащитните щори

5. Заключение

Интегрирането на управлението на оптични слънцезащитни щори в контролерната среда на системите за сградна автоматизация притежава следните предимства спрямо стандартното локално управление:

- Постигане на комфортна работна среда за обитателите на сградата.
- Защита от прегряване през летните/топли сезони.
- Подпомагане със слънчева енергия през зимните/студени сезони.
- Максимално използване на дневна светлина и подпомагане на осветителната инсталация.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Communication Reliability in the Intelligent Building Systems – March 29, 2011

[2] *http://www.knx.org/knx/what-is-knx/*

[3] Reference Guide StruxureWare - 2011 Schneider Electric

Автори: Христо Стоянов, маг. инж. асистент, катедра „Автоматизация на Електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *hlstoyanov@yahoo.com*; Теодора Петрова инж. катедра „Автоматизация на Електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *Teodora.Petrova21@gmail.com*

Постъпила на 30.04.2014 **Рецензент** проф. д-р Тодор Йонков

ИЗСЛЕДВАНЕ НА MRAS СХЕМА ЗА ОЦЕНКА НА СКОРОСТТА НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ, ОРИЕНТИРАНА ПО НАМАГНИТВАЩИЯ ТОК

Георги Иванов, Иван Костов

Резюме: *Адаптивните системи с еталонен модел (MRAS) са най-широко използваните в схемите за безсензорно управление. В работата се сравняват разработен модел на MRAS схема за оценка на скоростта, ориентирана по намагнитващия ток и две класически MRAS схеми с модели на роторния пълен магнитен поток и на реактивната мощност. Разработеният модел е верифициран в симулационната среда Simulink на MATLAB®. Направени са изводи по отношение на точността в режим следене и компенсация на смущения, а също и в областта на ниските скорости.*

Ключови думи: *Безсензорно управление, векторно управление, асинхронен двигател, адаптивни системи, MRAS, магнитен поток, реактивна мощност, намагнитващ ток.*

STUDY OF SENSORLESS SPEED ESTIMATION SCHEME OF INDUCTION MOTOR, BASED ON MRAS MODEL AND ORIENTED BY MUTUAL CURRENT

Georgi Ivanov, Ivan Kostov

Abstract: *The Model Reference Adaptive System (MRAS) is probably the most widely applied speed sensorless drive. This paper compares induction motor speed estimation model using mutual current based MRAS schema and two conventional MRAS schemes, oriented by rotor flux and reactive power models. The developed model was tested in simulation environment Simulink of MATLAB®. Conclusions are made regarding the accuracy in tracking mode and compensation of disturbances and also during operation of electric power in low speed region.*

Keywords: *Sensorless control, vector control, induction motor, adaptive systems, MRAS, rotor flux, reactive power, mutual current.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

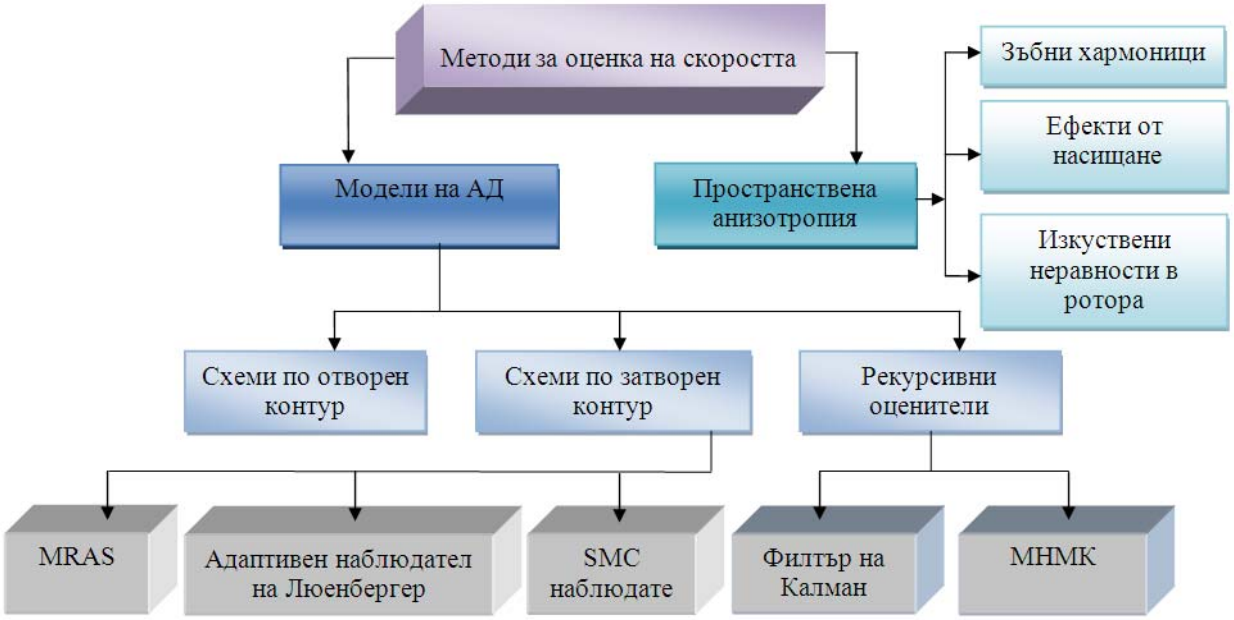
Използването на датчици на скорост позволява изграждането на висококачествено и сравнително просто управление на АД. Това обаче усложнява конструкцията и намалява надеждността на задвижването. В тази връзка през последните две десетилетия се обръща особено внимание на разработката на алгоритми за

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

векторно управление с използване на данни от сигнали за захранващото напрежение и ток или само за тока. Задачата за безсензорното векторно управление е доста по-сложна, в сравнение със случая, в който се използва сензор за скорост. Най-общо тези схеми се реализират по отворен или затворен контур. Сравнително прост метод за изчисление на ъгловата скорост по отворен контур на база е.д.н. на двигателя е предложен в [1]. Тези алгоритми се характеризират с малка точност и затова са разработени по-точни, но и доста по-сложни методи. При тях проблемът се решава с помощта на различни типове наблюдатели. В [2] се използват наблюдатели от типа Sliding mode control (SMC). В [3] се представя наблюдател на потокосцеплението на статора, с помощта на който се изчислява скоростта на ротора. Широко разпространение за оценка на потока и скоростта на ротора са получили системите от типа MRAS [4], където се използват две векторни уравнения на потока на ротора, едното от които се явява базово, а второто настройваем модел. По същество към MRAS системите спадат и адаптивните наблюдатели на поток и скорост [5], където базовия модел се явява самия АД, а в ролята на настройваеми модели се явяват наблюдателите на тока на статора и потокосцеплението на ротора. В доклада [5] за адаптация се използва грешката между два едновременно настройващи се модела. Добри резултати се получават с помощта на разширения филтър на Калман [11], но това е свързано със сравнително сложни изчисления. Всички изчислителни методики са чувствителни на параметрични промени в АД. В това отношение буди интерес и метода за определяне на скоростта по пулсациите на статорния ток [11], но той за съжаление си има своите недостатъци. Правят се опити за изграждане на системи за управление на АД без датчик на скорост с помощта на невронни мрежи [6]. За осигуряване стабилната работа на системите за управление на АД и анализ на работоспособността, разпространение е получил регресионния рекурентен метод на най-малките квадрати [7], които позволяват оценка на параметрите на АД в реално време. Освен това в [7] е представен алгоритъм, който в допълнение на идентификацията на параметрите на АД, позволява и изчисление на ъгловата скорост на ротора, използвайки само датчик на тока и напрежението. Това отваря пътя за получаване на високоточни адаптивни системи за управление на АД с помощта на лесно достъпните променливи напрежение и ток. Дотук разгледаните методи са базирани на изчислителни модели на АД, получени на база описанието на обобщената двуфазна машина. Съществуват и друга група т.нар. „физически” методи, основани на пространствената анизотропия на АД, опиращи се на ефекти като явнополюсност, насищане и зъбни хармоници [8]. Обобщение на постигнатото в областта на безсензорното управление се явяват работите на P. Vas и J. Holtz [9,10]. В настоящата работа се синтезира и анализира работата на адаптивна схема от тип MRAS, ориентирана по намагнитващия ток на двигателя. За целта се реализира симулационен модел на Matlab/Simulink®, а работата на изчислителния алгоритъм се верифицира в условията на променлив товар и нестационарност на параметрите, също така в областта на ниските скорости и грешка в датчиците на ток и напрежение.

Графична илюстрация под формата на диаграма за разгледаните алгоритми е представена на фиг.1:



Фиг.1. Направления в моделирането на алгоритми за оценка на скоростта.

2. МОДЕЛ НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Представеното математично описание на асинхронния двигател е изведено чрез апарата на обобщената електрическа машина в неподвижна координатна система и на база общоприетите допускания:

$$\begin{vmatrix} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \dfrac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \dfrac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_{el}\Psi_{r\beta}; \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_{el}\Psi_{r\alpha}; \\ T_e = Z_p L_m \left(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}\right) \end{vmatrix} \quad (1)$$

Уравнението на движение се представя в частния случай на едномасова механична система без да се отчита триенето:

$$T_e - T_l = J\frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

Компонентите на потокосцепленията по съответните оси се представят посредством изразите:

$$\begin{vmatrix} \Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \Psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \end{vmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{vmatrix} \Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \Psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{vmatrix} \quad (4)$$

Потокосцепленията на статора и ротора могат да се представят като сума от това на въздушната междина и съответните на разсейване:

$$\begin{vmatrix} \Psi_{s\alpha} = \Psi_{m\alpha} + L_{sl} i_{s\alpha} \\ \Psi_{r\alpha} = \Psi_{m\alpha} + L_{sl} i_{r\alpha} \end{vmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{vmatrix} \Psi_{s\beta} = \Psi_{m\beta} + L_{sl} i_{s\beta} \\ \Psi_{r\beta} = \Psi_{m\beta} + L_{sl} i_{r\beta} \end{vmatrix} \quad (6)$$

Намагнитващият ток се представя като сума от токовете на статора и ротора:

$$\begin{vmatrix} i_{m\alpha} = i_{s\alpha} + i_{r\alpha} \\ i_{m\beta} = i_{s\beta} + i_{r\beta} \end{vmatrix} \quad (7)$$

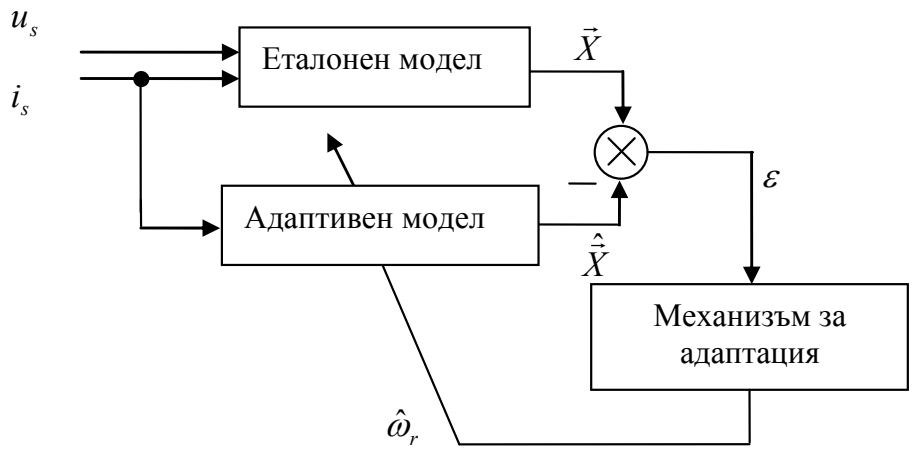
Потокосцеплението на въздушната междина се изразява чрез:

$$\begin{vmatrix} \Psi_{m\alpha} = L_m \left(i_{s\alpha} + i_{r\alpha} \right) \\ \Psi_{m\beta} = L_m \left(i_{s\beta} + i_{r\beta} \right) \end{vmatrix} \quad (8)$$

Това описание е основа за разсъжденията и аналитичните извеждания в настоящата работа.

3. ИЗВЕЖДАНЕ НА МОДЕЛ НА НАМАГНИТВАЩИЯ ТОК

При адаптивните системи с еталонен модел, използвани за оценка на параметри се използват т.нар. еталонен и настройваем модели, като неизвестния параметър се явява настройващ се и съответно вход за втория модел. Наблюдателят се реализира съгласно схемата представена на фиг.2. При извеждането на еталонния модел се използват уравненията на електрическо равновесие в намотките на статора (1) като в първите две уравнения се заместват последователно изразите за статорния пълен магнитен поток от (3) и (4) и изразят съответно компонентите на роторния ток от (7).



Фиг.2. Адаптивна система с еталонен модел.

Така се получава системата (9) като функция на статорен и намагнитващ ток:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \dfrac{di_{m\alpha}}{dt} - L_m \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \dfrac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \dfrac{di_{m\beta}}{dt} - L_m \dfrac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases} \tag{9}$$

От (9) се изразява $\dfrac{d\vec{i}_m}{dt}$ и след интегриране се получава:

$$\begin{cases} i_{m\alpha} = \dfrac{1}{L_m}\psi_{s\alpha} - \dfrac{(L_s - L_m)}{L_m} i_{s\alpha} \\ i_{m\beta} = \dfrac{1}{L_m}\psi_{s\beta} - \dfrac{(L_s - L_m)}{L_m} i_{s\beta} \end{cases} \tag{10}$$

където проекциите на магнитния поток на статора се изразяват посредством:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{11}$$

като се отчете, че $L_s \to L_m$ [4], то членовете, съдържащи компонентите на статорния ток могат да бъдат пренебрегнати и окончателно се получава:

$$\begin{cases} i_{m\alpha} = \dfrac{1}{L_m}\psi_{s\alpha} \\ i_{m\beta} = \dfrac{1}{L_m}\psi_{s\beta} \end{cases} \tag{12}$$

Изразите за проекциите на намагнитващия ток за настройваемия модел се представят спрямо $d\vec{I}_m / dt$ и се получават като от роторните уравнения на модела на двигателя (1) се заместят изразите за роторните потокосцепления от системи (3) и (4) и се представи роторния ток на база (7). Съгласно приетото допускане $L_s \to L_m$, за тока на намагнитващия контур може да се запише:

$$\begin{cases} \dfrac{d\hat{i}_{m\alpha}}{dt} = \dfrac{1}{T_r}(i_{s\alpha} - i_{m\alpha}) - \omega_r i_{m\beta} \\ \dfrac{d\hat{i}_{m\beta}}{dt} = \dfrac{1}{T_r}(i_{s\beta} - i_{m\beta}) + \omega_r i_{m\alpha} \end{cases} \tag{13}$$

Механизмът за адаптация е изведен съгласно *Критерия за Абсолютна Устойчивост на Попов* (*Popov's Hyperstability Theory*) и се представя като пропорционално-интегрален закон:

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \tag{14}$$

където с ε, K_p и K_i се бележат съответно разликата между еталонния и настройвания модел, пропорционалната и интегралната константи на ПИ регулатора. Грешката се формира на база векторното произведение:

$$\varepsilon = \vec{I}_m \times \hat{\vec{I}}_m \tag{15}$$

Приема се, че оценката на скоростта клони към действителната ако се удовлетворява условието:

$$\varepsilon \to 0 \text{ ако } \hat{\omega}_r \to \omega_r \tag{16}$$

Табл.1

	роторен поток (Ψ_r)	реактивна мощност (Q)
еталонен модел	$\begin{vmatrix} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m}\left(\psi_{s\alpha} - L_s\sigma.i_{s\alpha}\right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m}\left(\psi_{s\beta} - L_s\sigma.i_{s\beta}\right) \end{vmatrix}$	$q = i_{s\alpha}u_{s\beta} - i_{s\beta}u_{s\alpha} - L_s\sigma\left(i_{s\alpha}\frac{di_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta}\frac{di_{s\alpha}}{dt}\right)$
настройваем модел	$\begin{vmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{s\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} - \frac{1}{T_r}\psi_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} + \omega_r\psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi_{r\beta} \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} e_{r\alpha} = \frac{L_m^2}{L_rT_r}\left(-\omega_rT_ri_{m\beta} - i_{m\alpha} + i_{s\alpha}\right) \\ e_{r\beta} = \frac{L_m^2}{L_rT_r}\left(\omega_rT_ri_{m\alpha} - i_{m\beta} + i_{s\beta}\right) \end{vmatrix}$ $\hat{q} = i_{s\alpha}e_{r\beta} - i_{s\beta}e_{r\alpha}$
формиране на грешката	$\varepsilon = \left(\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha}\hat{\psi}_{r\beta}\right)$	$\varepsilon = q - \hat{q}$

Работата на изведения наблюдател се сравнява с популярните MRAS модели, ориентирани по пълния магнитен поток на ротора и реактивна мощност, подробно разгледани в [4]. В табл.1 са представени уравненията за еталонния и настройваем модели, а също така и начина, по който се формира грешката.

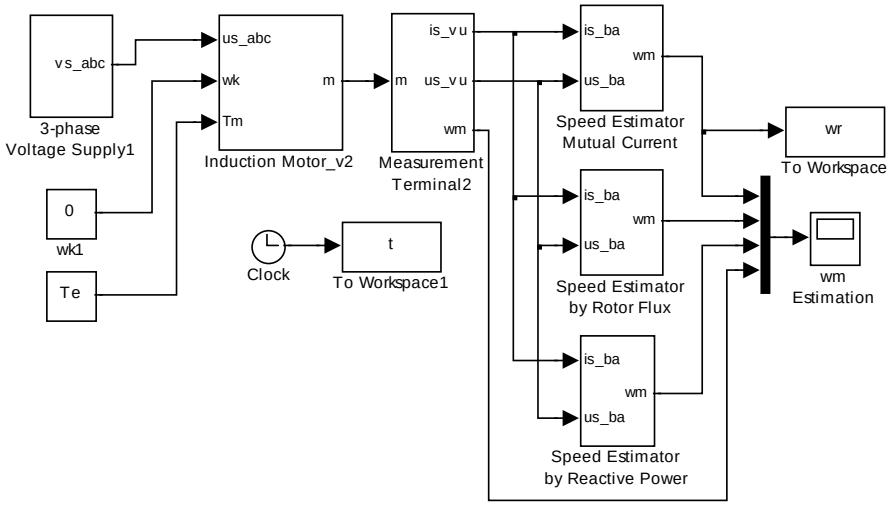
4. ИЗЧИСЛИТЕЛЕН ЕКСПЕРИМЕНТ

За верификация на представените модели се реализират изчислителни структури в програмната среда на MATLAB/Simulink® (фиг.3). За целта е синтезиран модел на асинхронен двигател на база математическото описание на обобщената електрическа машина, представен във форма на Коши и ориентиран по статорния и роторен пълни магнитни потоци - $[\Psi_s, \Psi_r]$, представен в [Ключев].

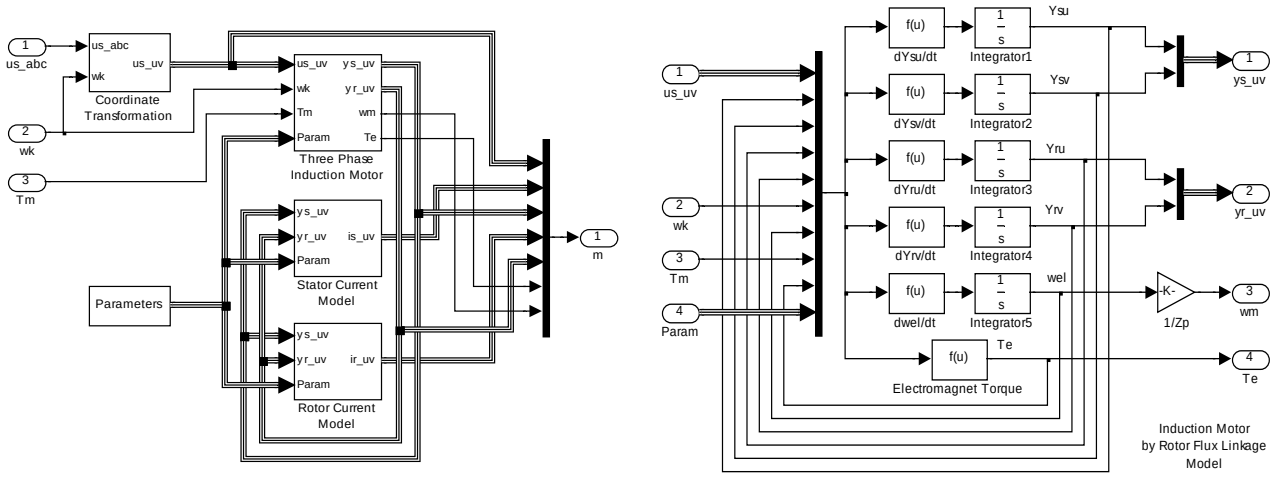
На фиг.4 е представена изчислителна структура, представяща уравненията на електрическо равновесие в намотките на статора и ротора, електромагнитния момент и уравнение на движение за АД.

Моделът на оценителя, ориентиран по I_m е представен на фиг.4. Първият експеримент е свързан с проверка на работа му при номинално захранване и честота и промяна на натоварването – $(0; T_e; T_e/2)$.

За верификация на работата на MRAS схемите за оценка на скоростта се реализират различни изследвания, свързани с пусковите режими и при промяна на заданието (фиг.6). Изследват се също така работата на оценителите при промяна на T_L и в областта на ниските скорости - около 1 Hz (фиг.7), промяна на активните съпротивления на статора и ротора (фиг.8), индуктивността на намагнитващия контур и комбинираното влияние от промяната на тези три параметъра (фиг.9).

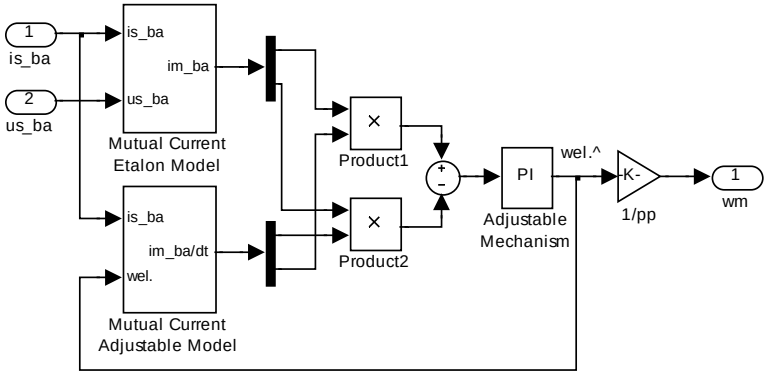


Фиг.3. Верификационен модел за оценка на алгоритмите за безсензорно определяне на скоростта.

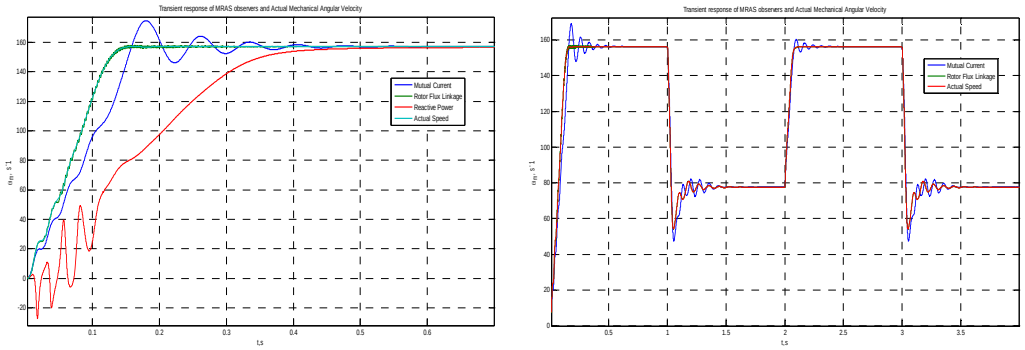


а) б)

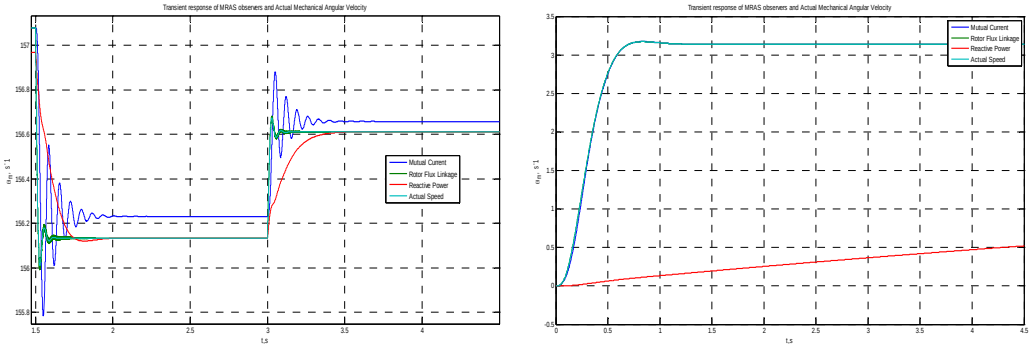
Фиг.4. Модел на използвания двигател – обща структура (а) и изчислител на пълния магнитен поток на статора и ротора, момента и скоростта (б).



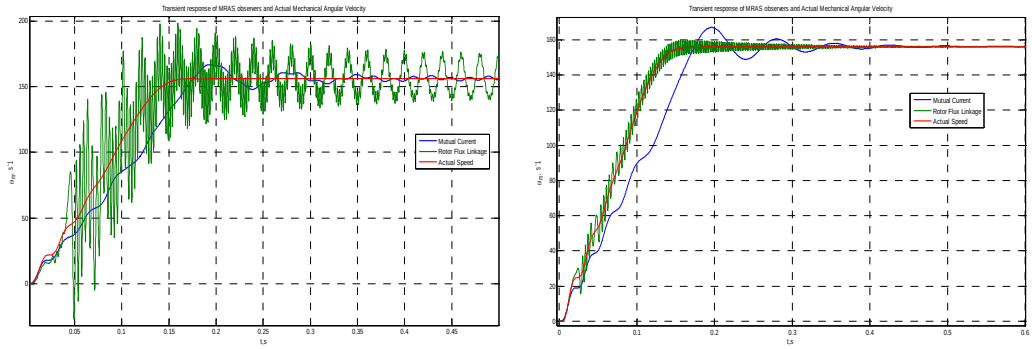
Фиг.5. Схема за реализация на адаптивна система с еталонен модел за оценка на скоростта, ориентирана по намагнитващия ток



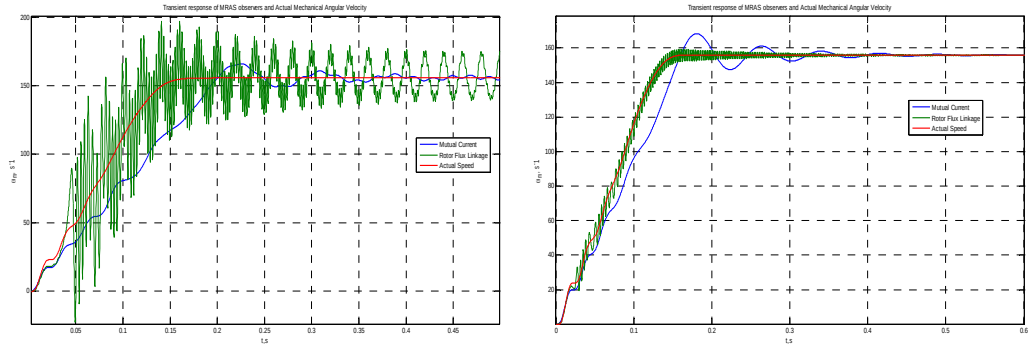
Фиг.6. Пускови и при промяна на заданието – $[U_N, f_N; U_N/2, f_N/2]$ преходни процеси за разглежданите MRAS наблюдатели и действителната механична ъглова скорост (номинално захранване и честота).



Фиг.7. Преходни процеси при промяна на натоварването - $T_L = [0; T_{LN}; T_{LN}/2]$ и ниски скорости (честота 1Hz) и $T_L = T_{LN}$.



Фиг.8. Преходни процеси при промяна на R_s с 10% и R_r с 10%.



Фиг.9. Преходни процеси при промяна на L_m с 10% и промяна на R_s, R_r, L_m с 10%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При сравнение на схемите за оценка на скоростта, реализирани на основа MRAS и ориентирани по I_m, Ψ_r и Q може да се отбележи, че най-добра динамика притежава вторият наблюдател.,,

При пускане се наблюдава значително колебание в оценката на първия наблюдател, но той притежава по-добра динамика от този, ориентиран по реактивна мощност.

Освен това той се влияе по-слабо от промяната на параметрите на двигателя. В областта на ниските скорости, разглежданият наблюдател запазва работоспособността си и се приближава до динамиката на MRAS по роторен магнитен поток Ψ_r.

6. ЛИТЕРАТУРА

[1]. Seung Ki Sul and Min ho Park. ***A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of a Current-Source Inverter-Fed Induction Motor*** // IEEE Trans. on Power Electronics. - 1988. - V.3, ¹2. - P.192-198

[2]. Know C., S. Hui, S. Sudhoff, S. Zak, ***Rotor Flux and Speed Observers for Induction Motors***, International Conference on Power Electronics And Intelligent Control for Energy Conservation, Warsaw, 2005

[3]. M. Marchesoni, P. Segarich, E. Soressi. ***A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives*** // In Proc. IECON '94. - 1994. - V.1. - P.305-310

[4]. Иванов Г., И. Костов, Й. Пищийски. ***Сравнителен анализ на MRAS структури за оценка на скоростта в асинхронни електрозадвижвания***, Journal of the Technical University – Sofia Plovdiv branch, Bulgaria, "Fundamental Sciences and Applications" Vol. 18, 2012, ISSN 1310 – 827, стр.33-42.

[5]. Young Ahn Kwon and Dae Won Jin. ***A Novel MRAS Basd Speed Sensorless Control of Induction Motor***// In Proc.IECON '99.-1999.-PE - 15

[6]. Bose B., ***Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives – An Introduction and Perspective***. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No.1, pp.14-33, 2007

[7]. Потапенко Е. Е., Потапенко Е.М. ***К вопросу идентификации параметров и восстановления вектора состояния асинхронного двигателя*** , Вісник ХДПУ. Збірка науков праць. Тематичний випуск 61. – Харків, ХДПУ. С-82-84

[8]. Degner, M.W., Lorenz, R.D., ***Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines***, IEEE Trans. IA, 34-5, Sept/Oct 1998, pp. 1097-1104

[9]. Vas, P. ***Sensorless Vector and Direct Torque Control***. Oxford University Press, 1998

[10]. Holtz, J., ***Sensorless Control of Induction Motor Drives***. Proceedings of IEEE, Vol. 90, № 8, pp. 1359-1394, August 2002

[11]. C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo. ***Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives*** // In Proc. IECON '94. - 1994. - V.3. -P.1579-1588.

Автори: Иван Костов, доц. д-р, катедра „Системи за управление", Технически Университет - София, Филиал Пловдив, E-mail address: *ijk@tu-plovdiv.bg.*, Георги Иванов, маг. инж. докторант, катедра „Системи за управление", Технически Университет - София, Филиал Пловдив, E-mail address: *georgi.iwanow@gmail.com*

Постъпила на 11.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Евтим Йончев

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПУСКОВИЯ ПРОЦЕС НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ В ЕДНОФАЗЕН РЕЖИМ

Ганчо Божилов

Резюме: *В работата се изследва пускането на трифазен и двуфазен асинхронен двигател в еднофазен режим при прекъсване или изключване на една от фазите му. Изчислени са кривите на развъртане и са определени времената на пускане при различен характер на товарния момент – константен, линейно и квадратично изменящ се във функция от ъгловата скорост на ротора. Изследван е пусковият процес при минимална начална скорост и при действие на знакопроменливия пусков момент.*

Ключови думи: *Асинхронен двигател, пусков процес, еднофазен режим*

STUDY OF THE STARTING PROCESS OF THE INDUCTION MOTOR IN SINGLE PHASE REGIME

Gantcho Bojilov

Abstract: *In this paper a starting process of the induction motor in single phase regime by interrupt of the one phase winding is made. The graphs for the times of the starting process by different load torque (constant, linear and parabolic) in function of the angular velocity of the rotor are calculated. A study of the starting process by minimum initial velocity and by the action of the pulse starting torque is made.*

Keywords: *Induction motor, starting process, single phase regime*

1. Увод. Постановка на проблема

Въпреки че работата на асинхроннния двигател в еднофазен режим е класически проблем, пусковият му процес не е достатъчно изследван. Това се дължи на традиционната постановка на проблема, състояща се в това, че обикновено става дума за трифазен или двуфазен кондензаторен двигател при прекъсване или изключване на една от фазите му и оставане на работа на две или една фаза. Известно е, че ако прекъсването е станало по време на работа, двигателят може да продължи да работи, но с намалена мощност, като за трифазният двигател тя не надвишава 67% от номиналната му мощност, а за кондензаторния – 50%. Ако прекъсването е станало преди пускането на двигателя, той не може да се развърти и силно увеличеният му ток при неподвижен ротор представлява голяма опасност за целостта на намотката му. Известно е също така, че ако на ротора му се упражни външен тласък, той ще може да се развърти в посоката на този тласък.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

На това явление се дава обяснението, че магнитното поле на двигателя от въртящо се става пулсиращо, което може да се разложи на две кръгови полета, въртящи се в противоположни посоки, като създаваните от тях електромагнитни моменти се уравновесяват, вследствие на което резултантният пусков момент е равен на нула. Необходимо е да се има пред вид обаче, че електромагнитният момент на един асинхронен двигател при електрическа несиметрия има пулсиращ характер с двойна мрежова честота, така че в случая става дума за средната стойност на момента. Освен това магнитното му поле при оставане на една или две фази е пулсиращо само докато роторът му е неподвижен, а след развъртането му то се превръща в елиптично, чиято елиптичност се променя с хлъзгането. Но в някои случаи на магнитна несиметрия, например при неравномерна въздушна междина, полето е елиптично още в началото на пускането, така че е възможно саморазвъртане в еднофазен режим. И тъй като във връзка с горните особености пусковият процес не е достатъчно изследван, целта на настоящата работа е да се определи изменението на ъгловата скорост на ротора, респективно хлъзгането му (т. е. кривата на развъртане) във функция от времето, както и да се определи времето за пускане на базата на механичната характеристика на двигателя и тази на товара. За целта трябва да се разполага с реалната зависимост на съпротивителния момент на товара от скоростта на въртене или от хлъзгането $M_C = f(s)$ и с реалната механична характеристика на двигателя $M = f(s)$, получена по изчислителен или опитен път. Това е необходимо, защото трифазните двигатели с общо предназначение се характеризират с повишен пусков момент, съизмерим с максималния, което се отразява на формата на механичната им характеристика.

2. Апроксимация на механичната характеристика

Целта на апроксимацията е да се намерят подходящи аналитични изрази за реалната механична характеристика на двигателя, които да позволяват решаване на проблема. Както е известно, статичната механична характеристика на асинхронния двигател се състои от два добре изразени участъка - пускова част, простираща се в диапазона на хлъзгането s от 1 до критичното (”максималното”) хлъзгане s_m; и работна част в диапазона от s_m до хлъзгането при установен режим на работа s_y, определено от съпротивителния момент на товара. Като се има пред вид формата на механичната характеристика на съвременните двигатели, подходящи апроксимации на характеристиката са апроксимация с две прави линии или с една права и една дробно-линейна функция от хиперболичен тип, допиращи се в точка с координати (s_m', M_m').

Тези апроксимации се базират на данни от фирмените каталози или документацията, където се дават хлъзганията $s_н$ и s_m и кратностите на максималния и пусковия момент M_m и $M_П$ спрямо номиналния $M_н$. Стойностите на s_m' и M_m' се отличават от тези на s_m и M_m като $s_m' < s_m$, а $M_m' > M_m$. Те могат да се определят по следния начин.

$$s_m' = s_н \frac{M_m'}{M_н};\ \frac{M_m' - M_П}{M_m - M_П} = \frac{1 - s_m'}{1 - s_m};\qquad M_m' = \frac{M_П + aM_н}{1 + as_н}, \tag{1}$$

където $a = \frac{M_m - M_П}{M_н(1-s_m)}$.

а) Работна част – замества се с права линия, минаваща през точките с координати (0,0) и (s_m', M_m'), с уравнение

$$M = M_m' \frac{s}{s_m'} \quad (2)$$

б) Пускова част – замества се с права линия, минаваща през точките с координати (1, $M_П$) и (s_m', M_m'), с уравнение

$$M = M_П + (M_m' - M_П) \frac{1-s}{1-s_m'} \quad (3)$$

в) Пускова част – тя може да се замести с по-точна дробно-линейна функция от хиперболичен тип, минаваща през същите точки, с уравнение

$$M = M_m' \frac{b+s_m'}{b+s} , \quad (4)$$

където $b = \frac{M_П - M_m' s_m'}{M_m' - M_П}$.

Разликата между апроксимации б) и в) може да бъде пренебрегната.

Тъй като характеристиката на товара и неговият инерционен момент не са известни предварително, изследването ще се проведе при три вида товар – константен (характерен за подемни механизми); линеен, т.е. пропорционален на първата степен на скоростта, характерен за конвейри или механизми с триене; и квадратичен, т.е. пропорционален на втората степен на скоростта, характерен за механизмите с вентилаторна характеристика като вентилатори, помпи, компресори и др. Що се отнася до инерционния момент на товара, приведен към оста на ротора, той може да бъде значително по-голям от този на ротора на двигателя; затова ще се ограничим до $J_Т = 3J_R$.

3. Определяне на кривата на развъртане и времето за пускане

От основното уравнение на механичния преходен процес при пускане

$$M = M_C + J \frac{d\omega}{dt} , \quad (5)$$

където ω е ъгловата скорост на ротора, t - времето, M_C - съпротивителният момент на товара, J – общият инерционен момент на ротора и товара; чрез връзката $\omega = (1-s)\omega_1$ времето ще се получи от решението на интеграла

$$t = -J\omega_1 \int_1^s \frac{ds}{M - M_C} , \quad (6)$$

където ω_1 е синхронната скорост на въртене на ротора.

4. Определяне на кривата на развъртане и времето за пускане чрез реалните моменти при апроксимация на механичната характеристика с две прави линии

$$t = t_1 + t_2 = -J\omega_1 \int_1^s \frac{ds}{M_\Pi + (M'_m - M_\Pi)\frac{1-s}{1-s_{m'}} - M_C} - J\omega_1 \int_{s_{m'}}^s \frac{ds}{M'_m \frac{s}{s_{m'}} - M_C}$$

Решението на горните интеграли води до следните резултати.

а) Развъртане при постоянен съпротивителен момент $M_C = M_T = \text{const}$

В диапазона $s = 1 \div s_m'$

$$t_1 = \frac{J\omega_1(1-s'_m)}{M'_m - M_\Pi} ln\left[\frac{(1-s).(M'_m - M_\Pi)}{(1-s'_m).(M_\Pi - M_T)} + 1\right] \quad (7)$$

За определяне на времето за развъртане полагаме $s = s_m'$.

В диапазона $s = s_m' \div s_y$

$$t_2 = -\frac{J\omega_1 s'_m}{M'_m} ln\frac{sM_{m'} - s_{m'}M_T}{s'_m(M'_m - M_T)} . \quad (8)$$

За определяне на времето за развъртане полагаме $s = s_y$.

б) Развъртане при линейно изменящ се съпротивителен момент

$M_C = \frac{1-s}{1-s_y} M_T = (1 - s)M_T'$

$$t_1 = \frac{J\omega_1(1-s'_m)}{M'_m - M_\Pi - M_{T'}(1-s'_m)} ln\left\{\frac{(1-s)[M'_m - M_\Pi - M_{T'}(1-s'_m)]}{M_\Pi(1-s'_m)} + 1\right\} \quad (9)$$

$$t_2 = -\frac{J\omega_1 s'_m}{M'_m + M_{T'}s'_m} ln\frac{s(M'_m + M_{T'}s'_m) - M_{T'}s_{m'}}{s_{m'}[M'_m - M_{T'}(1-s'_m)]} \quad (10)$$

в) Развъртане при квадратично изменящ се съпротивителен момент

$M_C = (\frac{1-s}{1-s_y})^2 M_T = (1 - s)^2 M_T''$

$$t_1 = -\frac{J\omega_1}{M_\Pi} . \frac{1}{\sqrt{-\Delta}} ln\frac{[2a(1-s)+b-\sqrt{-\Delta}].(b+\sqrt{-\Delta})}{[2a(1-s)+b+\sqrt{-\Delta}].(b-\sqrt{-\Delta})} \quad , \quad (11)$$

където $a = \frac{M_T''}{M_\Pi}$; $b = -\frac{M'_m - M_\Pi}{M_\Pi(1-s'_m)}$; $c = -1$; $\Delta = 4ac - b^2$.

$$t_2 = \frac{J\omega_1}{M''_T} . \frac{1}{\sqrt{-\Delta}} ln\frac{(2as+b-\sqrt{-\Delta}).(2as_m' + b+\sqrt{-\Delta})}{(2as+b+\sqrt{-\Delta}).(2as_m' + b-\sqrt{-\Delta})} \quad , \quad (12)$$

където $a = 1$; $b = -(2 + \frac{M_{m'}}{M_T'' s_{m'}})$; $c = 1$; $\Delta = 4ac - b^2$.

Приемаме абсолютната стойност на времето.

При еднофазно пускане на спрял ротор, където пусковият момент е равен на нула, обстоятелството, че двигателят се нуждае от външен тласък означава, че трябва да му се придаде известна начална скорост, отлична от нула (или едно хлъзгане, отлично от единица), осигуряващи му по характеристиката начален пусков момент, по-голям от съпротивителния. При възприетата линейна апроксимация на началния пусков участък на механичната характеристика

$$M_{\Pi} = M'_m \frac{1-s_{\Pi}}{1-s_{m'}}; \qquad s_{\Pi} = 1 - \frac{M_{\Pi}}{M_{m'}}(1 - s'_m). \tag{13}$$

Така полученият начален момент се замества в горните формули за да се определи времето за пускане и кривата на развъртане ω = *f*(*t*).

За пълнота на изследването трябва да се разгледа и възможността роторът на един еднофазен двигател да се развърти (в произволна посока) още в началния момент на включване, когато върху него действа знакопроменлив момент, чиято средна стойност е равна на нула. За целта изхождаме от основното уравнение на преходния процес (5), което изразено спрямо ъгловата скорост, ще бъде

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M-M_{\mathrm{C}}}{J} \qquad \text{или} \qquad \omega = \frac{1}{J}\int_0^t (M - M_{\mathrm{C}})dt. \tag{14}$$

Тъй като знакопроменливият момент е с двойна мрежова честота 2*f*, полагаме $M = M_m \sin(2.2\pi ft + \psi)$, и при ψ = 0 и $M_{\mathrm{C}} = 0$ получаваме

$$\omega = \frac{M_m}{4\pi fJ}(1 - cos4\pi ft). \tag{15}$$

Като се има пред вид, че електромагнитният момент в момента на включване може да бъде положителен (респ. отрицателен) през първата четвърт от периода на променливия ток, т.е. за *t*=1/4*f*, за ъгловата скорост, достигната през това време, получаваме $\omega_{1/4} = \frac{M_m}{2\pi fJ}$ - стойност, много по-малка от синхронната скорост ω_1, така че дори при празен ход саморазвъртането е невъзможно. Това би могло да стане само при двигатели с много малък диаметър на ротора, тъй като електромагнитният момент е пропорционален на втората степен от диаметъра му, а инерционният момент – на четвъртата степен; следователно

$$\omega_{1/4} = \frac{M_m}{2\pi fJ} = \frac{c_1 D^2 l}{2\pi f c_2 D^4 l} = \frac{c_1}{2\pi f c_2 D^2}\ , \tag{16}$$

5. Числен пример - табл.1 и табл.2 – варианти от 1 до 4

1) Трифазен двигател, 2) Кондензаторен двигател, 3) Трифазен двигател с прекъсната фаза, 4) Кондензаторен двигател с прекъсната фаза.

Табл.1.

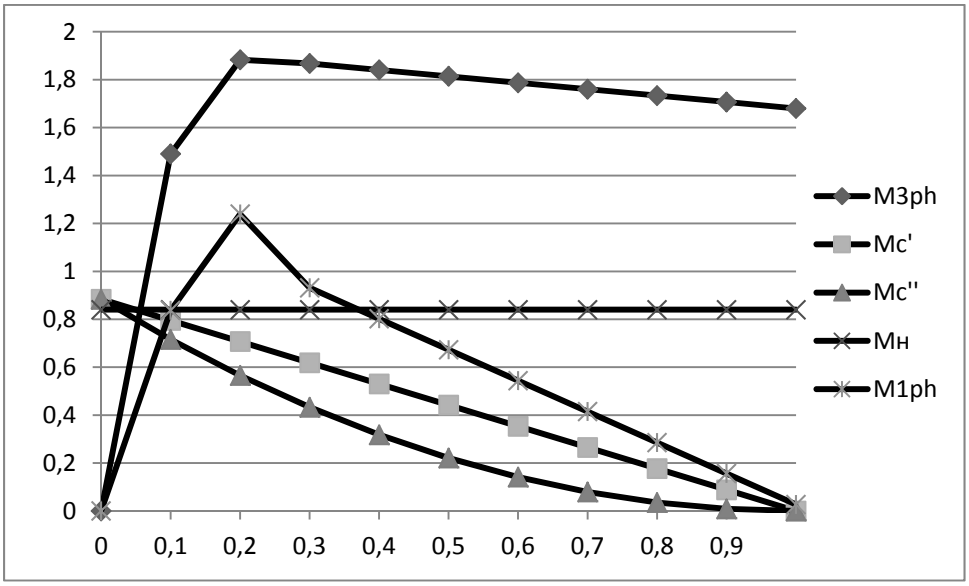
Вар.	Uн	Pн	Nн	Mн	Mm	Mп	Sн	Sm	Jr.10-4	Mm'	Sm'	Nнач
No	V	W	min-1	Nm	Nm	Nm	%	%	kgm2	Nm	%	min-1
1a	380	250	2850	0,84	1,89	1,68	5	22	2,85	1,918	11,42	0
2a	220	180	2850	0,6	1,08	0,2	5	22	2,85	1,214	10,12	0
3a	380	160	2800	0,62	1,05	0,027	6,66	22	2,85	1,177	12,53	60
4a	220	120	2800	0,41	0,71	0,018	6,66	22	2,85	0,79	12,78	60
1b	380	550	2750	1,91	4,3	3,82	8,33	20	4,77	4,308	18,72	0
2b	220	370	2860	1,24	2,42	0,41	4,66	20	4,77	2,668	10,11	0
3b	380	370	2800	1,26	2,27	0,057	6,66	20	4,77	2,743	12,93	60
4b	220	180	2800	0,61	1,06	0,027	6,66	20	4,77	1,159	12,54	60

Табл.2.

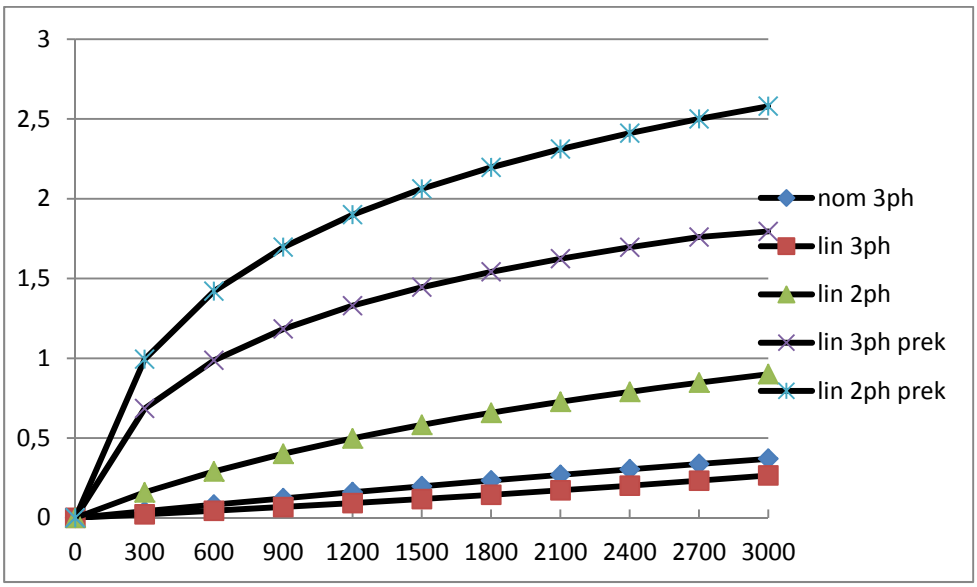
Вар.	T1line	T2line	T1quad	T2quad
No	s	s	s	s
1a	0,228	0,051	0,186	0,08
2a	0,845	0,15	0,433	0,106
3a	1,7	0,19	1,035	0,127
4a	2,477	0,472	1,549	0,194

Вар.	T1line	T2line	T1quad	T2quad
No	s	s	s	s
1b	0,153	0,014	0,111	0,091
2b	0,641	0,038	0,397	0,084
3b	1,317	0,055	0,864	0,106
4b	2,894	0,355	1,815	0,216

За илюстрация на фиг.1 са показани апроксимираните механични характеристики $M=f(s)$ на двигателите от варианти 1.а. и 3.а., както и изменението на съпротивителния момент $M_C=f(s)$, а на фиг.2 – времето за развъртане във функция от скоростта на въртене $t=f(n)$ на двигателите от варианти 1.а. до 4.а. при линейно изменящ се съпротивителен момент.



Фиг.1



Фиг.2

6. Изводи

Очевидно е, че колкото $M_П$ е по-малък, толкова времето за развъртане ще бъде по-голямо. Освен това от горните зависимости се потвърждава, че при $M_П = 0$ времето $t_1 = \infty$, т.е. пускането е невъзможно, и че най-благоприятно е пускането на празен ход. Ако обаче пускането се осъществява при натоварен двигател, в най-благоприятно положение (с най-малко пусково време) ще бъдат механизмите с вентилаторна характеристика, тъй като съпротивителният момент нараства най-бавно, след това тези с линейна характеристика и най-неблагоприятно и дори невъзможно може да се окаже пускането при константен товар.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Божилов, Г. Механичен ресурс на асинхронни двигатели в периодични режими на работа, Годишник на ТУ – София, т.63, 2013
[2] Божилов, Г. Преходни процеси и обобщена теория на електрическите машини, ТУ-София, 2012
[3] Динов, В. Несиметрични режими и преходни процеси в електрическите машини, С., Техника, 1974
[4] Ангелов, А., Д. Димитров. Електрически машини, ч.1, С., Техника, 1976.
[5] Попадиин, Ст., Ст. Пелтеков. Електрически микромашини за променлив ток, С., Техника, 1987
[6] Microsoft Office Excel, 2007

Автор: Ганчо Й. Божилов, проф. дтн, катедра „Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически Университет – София, E-mail address: *gjboj@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Михо П. Михов

ПРОСТРАНСТВЕН ПРЕХОД НА ПРОЕКЦИЯТА ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА ПАРАБОЛИЧНИ ОБЕКТИ С РАЗПРЕДЕЛЕНИ ПАРАМЕТРИ

Емил Николов

Резюме: *В статията се предлага нова структура и метод за проектиране на системи за управление на параболични обекти с разпределени параметри. Решена е задачата за съответстващ на обекта пространствен преход на проекцията на разпределена регулируема променлива с помощта на ξ-, x-филтри за пространствен преход на проекцията. В работата за конкретен числен пример е проектирана система с приближена размерност на пространствената разпределеност за управление параболичен топлинен обект. Моделът на системата е симулиран. Илюстрирани и анализирани са характеристиките на ξ-, x-филтрите за пространствен преход на проекцията.*

Ключови думи: *управление на параболични обекти с разпределени параметри, ξ-, x-филтри за пространствен преход на проекцията*

SPATIAL TRANSITION OF THE PROJECTION IN CONTROL OF PARABOLIC *PDEs* PLANTS WITH DISTRIBUTED PARAMETERS

Emil Nikolov

Abstract: *In the article are suggested new structure and method for design of control systems for distributed parameters parabolic plant. Is solved the task for the corresponding to the plant spatial transition of the controlled distributed variable with ξ-, x-filters. In the paper for a particular numeric example is designed system with approximated dimension of the spatial distribution for control of parabolic plant. The system model is simulated. Illustrated and analyzed are the characteristics of the ξ-, x-filters for spatial transition of the projection.*

Keywords: *control of distributed parameters parabolic plants, predictive systems with distributed parameters, ξ-, x-filters for spatial transition of the projection.*

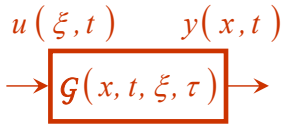
ВЪВЕДЕНИЕ

По своята характер индустриалните топлинни обекти се отнасят в класа на динамичните системи с разпределени параметри [1 ÷ 45]. Тяхната илюстрация (фиг.1) използва съответстващите разпределени ***Green***-функция $\mathcal{G}$ и предавателна функция G на четири аргумента (на два пространствени $x \in L_2$ и $\xi \in L_1$ и на два времеви $t \geq t_0$ и $\tau \geq t_0$), свързващи входната u и изходната y разпределени променливи (L - област в ζ-мерно евклидово пространство на разпределеността на обекта). Бол-

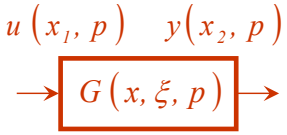
© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

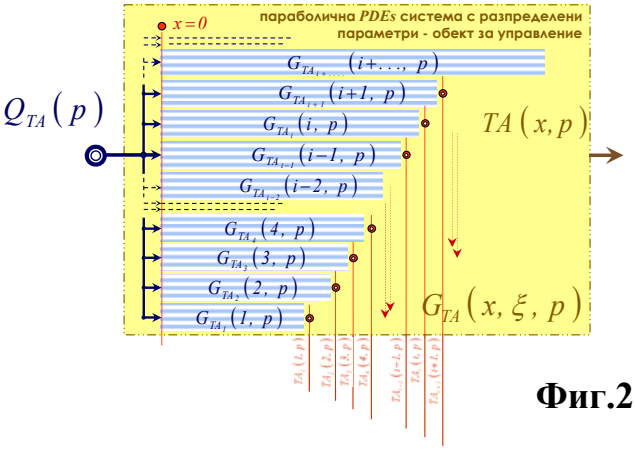
шинството от разглеждания клас са обектите с разпределени параметри, моделирани с параболични частни диференциални уравнения (***parabolic PDEs systems***). Като типичен пример на фиг.2 е илюстриран обобщен структурен модел на параболичен топлинен обект за управление с разпределени параметри, където**:** ● разпределените в пространството $x \in L$ регулируема величина, сигнално смущение на входа и репараметризиращо/реструктуриращо смущение са означени респективно с $TA(x,p)$- температура на флуида (изходна регулируема величина), $r(x,p)$ и с $\varsigma(x,p)$**;** ● регулиращата величина със съсредоточени параметри и нулева пространствена размерност е означена с $Q_{TA}(0,p)$- енергия на топлинния източник (входна регулираща величина)**;** ● разпределената предавателна функция на обекта $G_{TA}(x,\xi,p)$ е представена със съставните функции $G_{TA_i}(i,p)$ в съответните i-ти точки в пространството $x \in L$ на разпределеност на обекта**.** Аналитично обектът е представен с (1), където: ● λ -коефициент на топлопроводност на средата; ● v -скорост на флуида; ● c -топлинен капацитет; ● k -топлинна константа; ● ρ -плътност на флуида; ● q -вектор на топлинния поток.



Фиг.1.a



Фиг.1.b



Фиг.2.

$$\lambda \frac{\partial^2 TA(x,t)}{\partial x^2} + q = \rho\, c\, \frac{\partial TA(x,t)}{\partial t} \tag{1}$$

Еквивалентните трансформации на (1) са представени с (2)÷(3), за да се достигне до съответстващия на (1) каноничен клас параболично нехомогенно диференциално уравнение с частни производни от втори ред (4). Последното е представено в общ символен вид, а връзките и съответствията му с оригиналните означения на променливите от (1) са показани с (5). Началните и граничните условия за решението на (5) са (6) и (7):

$$\frac{\partial TA(x,t)}{\partial t} - \frac{\lambda}{\rho c} \cdot \frac{\partial^2 TA(x,t)}{\partial x^2} = \frac{q}{\rho c} \tag{2}$$

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} - a^2 \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} + bu(x,t) = \varphi(x,t) \tag{3}$$

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} - a^2 \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = f(x,t) \tag{4}$$

$$u(x,t) \hat{\equiv} TA(x,t); \quad a \hat{=} \sqrt{\frac{\lambda}{\rho c}}; \quad f(x,t) \equiv \frac{q}{\rho c} - bu(x,0) \tag{5}$$

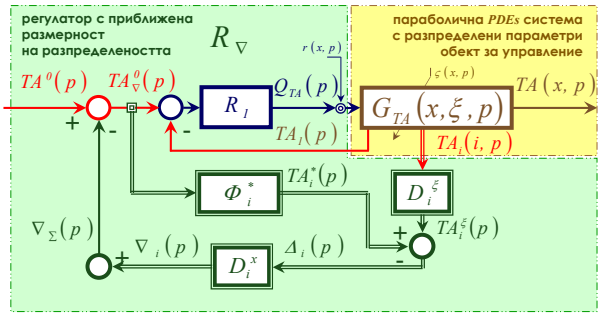
$$u(x,0) \hat{=} TA(x,0) = u_0(x) \hat{=} TA_0(x)$$
$$\frac{\partial u(0,t)}{\partial t} \hat{=} \frac{\partial TA(0,t)}{\partial x} = g_1(t),\ \frac{\partial u(L,t)}{\partial t} \hat{=} \frac{\partial TA(L,t)}{\partial x} = g_2(t) \qquad (6)$$

$$0 \le x \le l\ ,\ t \ge 0\ ,\ \ a \ne 0 \qquad (7)$$

Решението на класа уравнения (1)÷(5) е намерено (използван е методът на ***Green***- функциите) и е показано в [33] с предавателната (8) функция G_{TA} (при указаните начални и гранични условия в (6), (7)):

$$G_{TA}(x,\xi,p) = \frac{TA(x,p)}{Q_{TA}(0,p)} = \frac{1}{(Lp+b)} + \frac{2}{L}\sum_{n=1}^{\infty} \frac{cos\, n\pi x L^{-1} \cdot cos\, n\pi \xi L^{-1}}{\left(n^2 a^2 \pi^2 L^{-2} + p + b\right)} \qquad (8)$$

Разпределената предавателна функция $G_{TA}(x,\xi,p)$ на моделираната с уравнение (1)÷(5) система показва, че динамиката на системата се апроксимира с помощта на последователно-паралелно съединение от неоднозначни, нелинейни инерционни звена от разпределен тип. Това е и основанието структурният модел на параболичния обект с разпределени параметри да бъде представен както е показано на фиг.2.



Фиг.3.

Като една възможност за управление на параболични топлинни обекти с разпределени параметри е ***методът за управление с приближена размерност на пространствената разпределеност*** [31÷34]. Реализиращата го структура на система за управление е показана на фиг.3. Системата обхваща управлявания обект в i на брой точки (определени предварително от проектанта на системата за всеки конкретен обект като брой и позиция в пространството x) и се основава на R_∇***-регулатор с приближена пространствена размерност на пространствената разпределеност***. Конфигурацията (фиг.3) съдържа**:** ● базов $R_i\,(i=1)$ регулатор, обхващаш обекта в първата $(i=1)$ от избраните i точки в x**;** ● Φ_i^****-модели***, съответстващи на едномерни хипотетични затворени системи (8) за управление (със съсредоточени параметри) на номиналните модели $G^*_{TA\,i},(i \ge 2)$ на обекта във вече определените $i-1$ точки в x с помощта на съставните $R_i,(i \ge 2)$-регулатори с нулева размерност на разпределеността**;** ● ξ***-филтри*** D_i^ξ (9), реализиращи функциите на ***пространствен преход на проекцията*** като ξ***-функции*** на проекцията, с които се постига на ***приближена размерност на пространствената разпределеност*** на R_∇ към обекта за управление с разпределени параметри $G_{TA}(x,\xi,p)$**;** ● x***-филтри*** D_i^x (10), реализиращи функциите на ***пространствен преход на проекцията*** като x***-функции на проекцията***, които са предназначени за

постигането на ***приближена размерност на пространствената разпределеност*** на R_∇ към обекта за управление $G_{TA}(x,\xi,p)$**.**

$$\Phi_i^* = R_i G_i^* \left(1 + R_i G_i^*\right)^{-1}, \ (i \geq 2) \tag{8}$$

$$\xi \Leftrightarrow D_i^{\xi}(p) \Leftrightarrow TA_i(i,p) / TA_i^{\xi}(p), \ (i \geq 2) \tag{9}$$

$$x \Leftrightarrow D_i^{x}(p) \Leftrightarrow \nabla_i(0,p) / \Delta_i(p), \ (i \geq 2) \tag{10}$$

Целта на настоящата разработка е определяне на съответстващата динамика (D_i^{ξ} **,** D_i^{x}) на ξ-, x ***-филтрите***, реализиращи функциите на ***пространствен преход на проекцията,*** а задачите в изпълнение на поставената цел - анализ на характеристиките на ξ-, x ***-филтрите.***

ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА РЕШЕНИЕ

Входни за ξ ***-филтрите*** са реално измерваните в съответните точки i стойности на разпределената регулируема величина $TA_i(i,p)$, а изходни - трансформираните от ξ ***-филтрите*** в скалари стойности $TA_i^{\xi}(p)$ (фиг.3). В случая е известна (реално измервана) разпределената променлива $TA_i(i,p)$- входна за динамичната система на ξ ***-филтрите,*** чиито изходни променливи $TA_i^{\xi}(p)$ са съсредоточени (не пространствено разпределени). Разликите Δ_i (11) между „съсредоточените" изходни величини $TA_i^*(p)$ на моделите Φ_i^* (фиг.3) и трансформираните в скалари стойности $TA_i^{\xi}(p)$ на реално измерваната регулируема величина $TA_i(i,p)$ в съответните точки i формират входните променливи на x ***-филтрите***, чиито изходни променливи (12) ∇_i се сумират в ∇_Σ (13) и сумата ∇_Σ чрез заданието TA^0 (14) внася съответните корекции до TA_∇^0 за реализация на ***приближената пространствена размерност на разпределеността*** към заданието на R_∇ ***-регулатора***, който формира съсредоточената регулируема променлива Q_{TA} (15) в системата за управление (фиг.3)**.**

$$\Delta_i(p) = TA_i^{\xi}(p) - TA_i^*(p), \ (i \geq 2) \tag{11}$$

$$\nabla_i(0,p) = W_x(x,p)\Delta_i(p), \ (i \geq 2) \tag{12}$$

$$\nabla_\Sigma(0,p) = \sum_i \nabla_i(0,p), \ (i \geq 2) \tag{13}$$

$$TA_\nabla^0(p) = TA^0(p) - \nabla_\Sigma(p) \tag{14}$$

$$Q_{TA}(p) = \left(TA_\nabla^0(p) - TA_1(p)\right) R_1(p) \tag{15}$$

$$TA_i^{\xi}(p) = \int_L W_\xi(\eta,p) TA_i(\eta,p)\, d\eta = W_\xi(\xi,p) \otimes TA_i(x,p) \tag{16}$$

$$W_\xi(\xi,p) = \delta(\xi - *) \tag{17}$$

$$\nabla_i(0,p) = W_x(x,p)\Delta_i(p), \ (i \geq 2) \tag{18}$$

$$W_x(x,p) = \delta(* - x) \tag{19}$$

В теорията на изображенията [1,2,3] се приема, че зависимостта между известна (определена в i-тата контролната точка) разпределена променлива (11) $TA_i(i,p)$, (входна за динамичната система на ξ ***-филтъра***) и съсредоточената (не разпре-

делената) променлива е $TA_i^{\xi}(p)$ (изходна променлива на ξ***-филтъра***) се описва с помощта на ***линеен интегрален оператор*** (16). Кернелът (ядрото) на оператора (16) е предавателната функция (17) $W_{\xi}(\xi, p)$, а символът $\otimes$, използван в (16), означава интегриране на двете свързани с него функции по пространствени области, които принадлежат на двете пространствени променливи - x и ξ. Кернелът на линейния интегрален оператор (16) - $W_{\xi}(\xi, p)$, е предавателната функция на тази динамична система. Ядрото в (16) не е функция на размерността и на входната пространствена променлива x, а зависи единствено и само от изходната пространствена променлива ξ на разпределената система. Ето защо предавателната функция (17) $W_{\xi}(\xi, p)$ се нарича ***пространствен преход на проекцията*** или ξ***-функция на проекцията*** на ***линейния интегрален оператор*** (16). С помощта на ξ***- функцията на проекцията*** (17) $W_{\xi}(\xi, p)$ може да бъде получена стойността на стационарната входна променлива $TA_i(i, p)$ за която и да е фиксирана точка в пространството (например за $x = i$) на разпределената динамична система (фиг.3) като (17). Инверсната трансформация в теорията на изображенията при известна (фиг.3) съсредоточена променлива $\Delta_i(p)$ (11) (входна за системата на x***-филтъра***) и разпределената променлива (12) $\nabla_i(0, p) \hat{=} \nabla_i(p)$ (изходна за динамичната система на x***-филтъра***, но в точка $i = 0$!), се определя с (18), (19). В случая (фиг.3) ядрото на ***линейния интегрален оператор*** (18) е предавателната функция (17) $W_x(x, p)$ за точката $x = i = 0$.

Зависимостите между разгледаните двойки променливи $TA_i(i, p), TA_i^{\xi}(p)$ от една страна и $\nabla_i(0, p), \nabla_i(p)$ от друга страна, се дефинират с ***линейния интегрален оператор*** (16) (18), където $\delta(* - x)$, $\delta(\xi - *)$ са делта-функции на ***Dirac.*** В прилагането на този оператор се състои ***използваният в настоящата работа метод***.

Алгебричната сума $\nabla_{\Sigma}(0, p)$ (6) е корекцията към заданието TA^0, реализираща ***принципа на приближената размерност на пространствената разпределеност*** в системата (фиг.3) като коригираното задание $TA_v^0(p)$ се определя с (14). Сумата $\nabla_{\Sigma}(p)$ е допълнителната съставяща към заданието TA^0 на системата. Тя осъществява реалната възможност за управлението на разглеждания клас обекти (1) с желано качество във всички контролни точки i на обхванатото от структурата на системата пространство на разпределеността на обекта. Въз основа на тази конфигурация, системата (фиг.3) реализира ***управление*** Q_{TA} (15) ***с приближена размерност на пространствената разпределеност***, където по своя характер Q_{TA} е величина със съсредоточени параметри.

РЕШЕНИЕ

В настоящата работа се предлага**:**

● ***проектирането на*** ξ***-филтрите*** като реални интегро-диференциращи системи $D_i^{\xi}(p)$ (20) да се съобрази с времевия параметър ξ ($\xi \in L_1$ на L - областта в ζ-мерното евклидово пространство на разпределеността на обекта) чрез размера

на закъснението τ_i^* на съответните номинални модели $G_{TAi}^*, (i \geq 2)$ в i-тите контролни точки на управлявания параболичен обект с разпределени параметри, като стойностите и съотношенията на времеконстантите $T_{\xi,i}, T'_{\xi,i}$ на ξ***-филтрите*** се основават на (21), а $T_{\xi,i} > T'_{\xi,i}$ за всички избрани точки i**;**

● ***проектирането на*** x***-филтрите*** като реални интегро-диференциращи системи $D_i^x(p)$ (22) да се съобрази с пространствения параметър x ($x \in L_2$ на L -областта в ζ-мерното евклидово пространство на разпределеността на обекта) чрез пространствената дистанция на i-тите контролни точки ($i \geq 2$) на управлявания параболичен обект с разпределени параметри, като стойностите и съотношенията на времеконстантите $T_{x,i}, T'_{x,i}$ на x***-филтрите*** се основава на зависимостта (23) а $T_{x,i} >>> T'_{x,i}$**.**

$$D_i^{\xi}(p) = (T_{\xi,i}p + 1)(T'_{\xi,i}p + 1)^{-1}, \ (i \geq 2) \tag{20}$$

$$T_{\xi,i} \geq \tau_i^*; \ T'_{\xi,i} = \tau_i^*, \ (T_{\xi,i} > T'_{\xi,i}; \ i \geq 2) \tag{21}$$

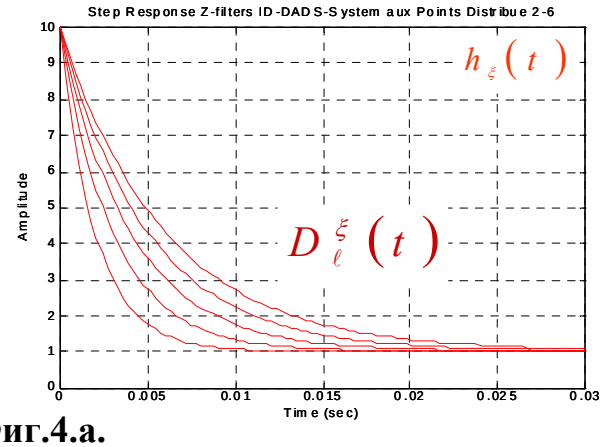
$$D_i^{x}(p) = (T_{x,i}p + 1)(T'_{x,i}p + 1)^{-1}, \ (i \geq 2) \tag{22}$$

$$T_{x,i} \geq 10i; \ T'_{x,i} = \tau_i^*, \ (T_{x,i} >>> T'_{x,i}; \ i \geq 2) \tag{23}$$

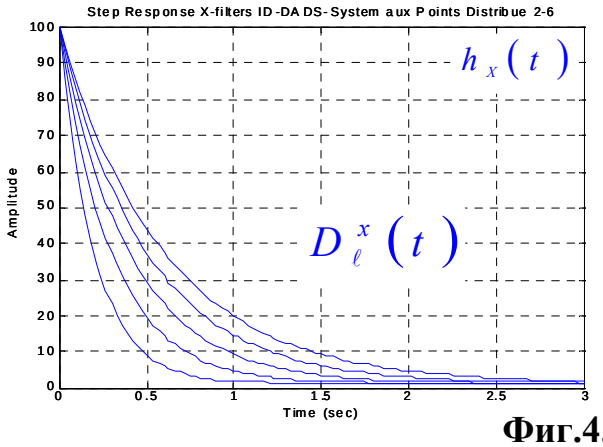
АНАЛИЗ НА РЕШЕНИЕТО

Анализът на характеристиките на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** е проведен върху конкретен числен пример, свързан с тяхното проектиране по предложените в настоящата работа изисквания и с тяхното приложение в система за управление (фиг.3) на разгледания параболичен топлинен обект за управление с разпределени параметри (1)÷(5). Избрани са шест контролни точки $(i = 1,2,3,4,5,6)$ в пространството $x \in L$ на разпределеност на обекта. Като са отчетени размерът на закъсненията τ_i^* в номиналните модели $G_{TAi}^*, (i = 1,2,3,4,5,6)$ дистанцията $i = 1,2,3,4,5,6$ на съответните контролни точки на обекта, са синтезирани аналитично ξ***-филтрите*** и x***-филтрите***. Техните модели са симулирани, а резултатите от симулацията са представени както следва на**:** ● фиг.4 с помощта на $h_{\xi}(t), h_x(t)$ -преходните функции**;** ● фиг.5 с $i_{\xi}(t), i_x(t)$ -импулсните преходни функции**;** ● фиг.6. с $D^{\xi}(j\omega), D^x(j\omega)$ - ***Nyquist***-честотните характеристики**;** ● фиг.7. с $D^{\xi}(j\omega), D^x(j\omega)$ - ***Nichols***-честотните характеристики**;** ● фиг.8 с $D^{\xi}(j\omega)$ и $D^x(j\omega)$ - ***Bode***-честотните характеристики**.**

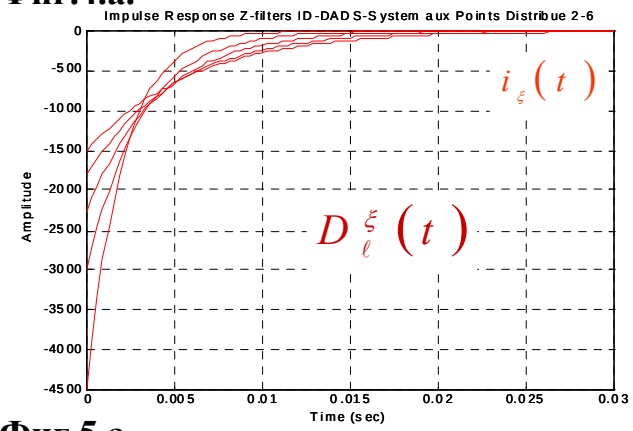
Показаните графични резултати (фиг.4÷фиг.8) от симулация на моделите на динамиката на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** ги определят еднозначно като интегро-диференциращи звена, съобразно заложените критерии при техния аналитичен синтез. Удовлетворените изисквания към съотношенията на динамичните параметри на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** към времевия ξ и към пространствения x параметри ($\xi \in L_1$, $x \in L_2$ на L -областта в ζ-мерното евклидово пространство на разпределеността на обекта) са основната причина за съответните разлики в техните времеви и честотни характеристики в изпълнение на изискванията към ξ***-филтрите*** и x***-филтрите*** да реализират съответните функции за пространствен преход на проекциите.



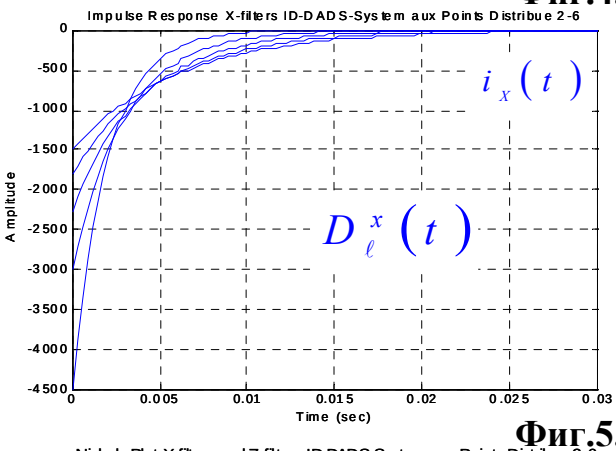
Фиг.4.a.



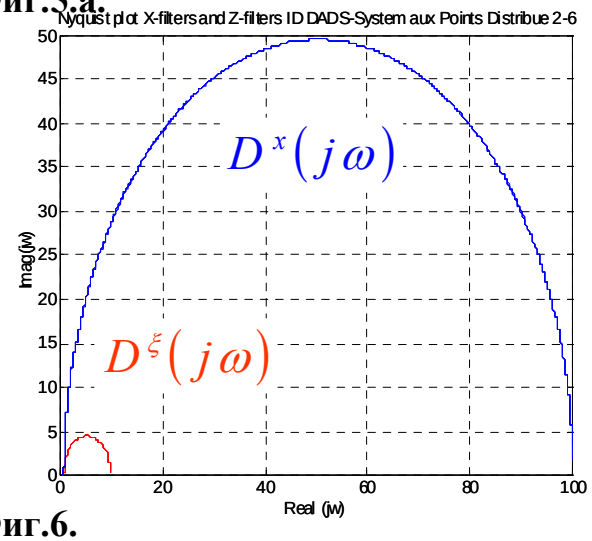
Фиг.4.b.



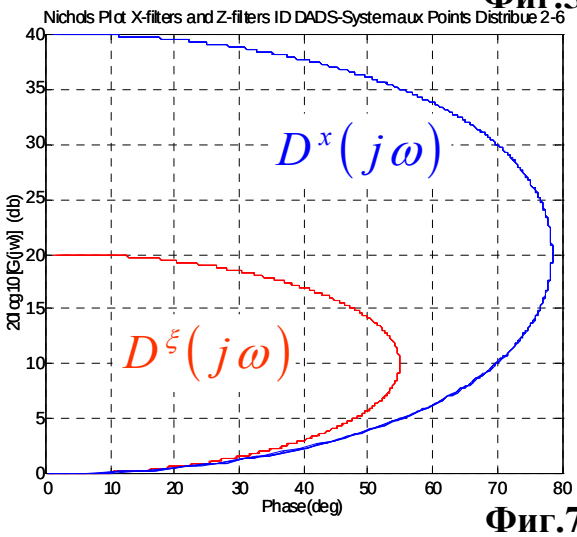
Фиг.5.a.



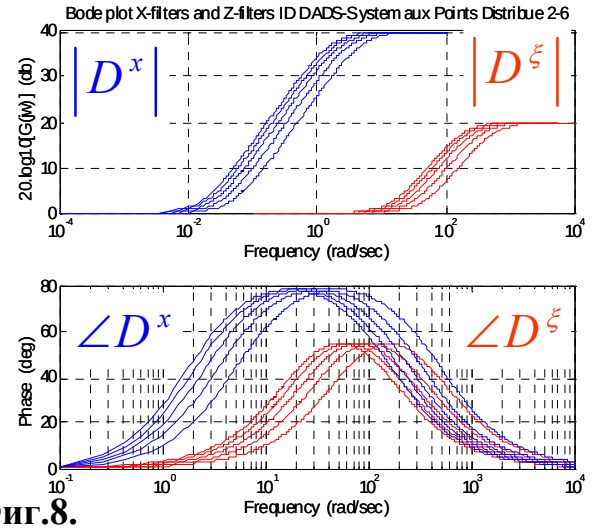
Фиг.5.b.



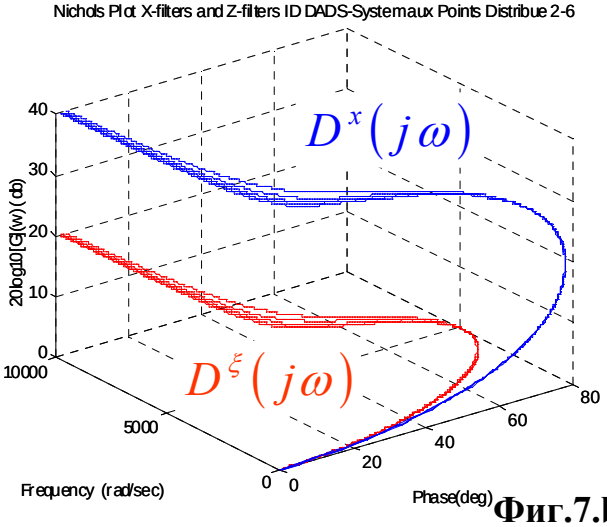
Фиг.6.



Фиг.7.a.



Фиг.8.



Фиг.7.b.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новото и оригинално в настоящата работа са предложените**:**

● ***решение на задачата*** за пространствен преход на проекцията при за управление с приближена размерност на пространствената разпределеност на параболични обекти с разпределени параметри чрез прилагането на метода на ***линейния интегрален оператор*****;**

● ***конфигурации*** при проектирането на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** като реални интегро-диференциращи системи за пространствен преход на проекцията в системи за управление на параболични обекти с разпределени параметри**;**

● ***аналитичните алгоритми*** за параметричнен синтез на динамичните параметри за настройка на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** за пространствен преход на проекцията при управление на параболични обекти с разпределени параметри, съобразени и с времевия ξ, и с пространствения x параметри ($\xi \in L_1$, $x \in L_2$) на L -областта в ζ -мерното евклидово пространство на разпределеността на управлявания обект**;**

● ***решението на конкретен числен пример*** за филтрите за пространствен преход в система за управление с приближена размерност на пространствената разпределеност на параболичен топлинен обект с разпределени параметри - моделирането, симулирането и анализа на характеристиките на ξ***-филтрите*** и на x***-филтрите*** за пространствен преход**.**

ЛИТЕРАТУРА

[1] **Butkovskij Anatolij Gregorevič** (1969). ***Distributed control systems,*** © American Elsevier Publishing Company, 1969, 316 p.

Butkovskij Anatolij Gregorevic (1965), Optimal Control of Distributed Parameter Systems, © Nauka, Moscow, 1965, 218 p.

[2] **Butkovskij Anatolij Gregorevič** (1982), ***Green's Functions and Transfer Functions - Handbook***, © 1982 Ellis Horwood Limited, Publishers Chichester, 1982, 216 p.

[3] **Butkovskij Anatolij Gregorevič, E. L. Ickovič** (1989), Integrated Design of Computer Controlled Continuous-batch Processes, © American Elsevier Publishing Company, 1989, 273 p.

[4] **Aggelogiannaki E., H. Sarimveis** (2008), ***Nonlinear model predictive control for distributed parameter systems using data driven artificial neural network models,*** Computers & Chemical Engineering, © 2008 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 32 (6) (2008), pp. 1225-1237

[5] **Alessandro Macchelli** (2011), ***Energy shaping of distributed-parameter port-Hamiltonian systems based on finite-element approximation,*** Systems & Control Letters, © 2011 Elsevier, ISSN: 0167-6911, 60 (8) (2011) pp. 579-589

[6] **Bohm M., M. Demetriou, S. Reich, I. Rosen** (1998), ***Model reference adaptive control of distributed parameter systems,*** SIAM Journal on Control and Optimization, © 1998 Society for Industrial and Applied Mathematics, ISSN: 0363-0129, 36/1998, pp. 33-81

[7] **Christofides Panagiotis D.** (1998), ***Robust control of parabolic PDE systems,*** Computers & Chemical Engineering, © 1998 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 53, pp. 2949-2965.

[8] **Christofides Panagiotis D.** (2001), ***Control of nonlinear distributed process systems: recent developments and challenges,*** American Institute of Chemical Engineering Journal, © American Institute of Chemical Engineers, DOI: 10.1002/aic.690470302, 47 (3) (2001) pp. 514-518

[9] **Christofides Panagiotis D.** (2001), ***Control of nonlinear distributed process systems: recent developments and challenges,*** American Institute of Chemical Engineering Journal, © 2001 American Institute of Chemical Engineers, DOI: 10.1002/aic.690470302, 47, pp. 514-518

[10] **Christofides Panagiotis D.** (2002), ***Special volume on "Control of Distributed parameter Systems",*** Computers & Chemical Engineering, © 2012 Elsevier, ISSN: 0098-1354, (2002) Volume 26, Issues 7-8, 15 August 2002, pp. 939-940

[11] **Damak T.** (2007), ***Procedure for asymptotic state and parameter estimation of nonlinear distributed parameter bioreactors,*** Applied Mathematical Modelling, © 2007 Elsevier, ISSN: 0307-904X, 31 (7) (2007) pp. 1293-1307

[12] **Deng H., H.X. Li, G. Chen** (2005), ***Spectral-approximation-based intelligent modeling for distributed thermal processes,*** IEEE Transactions on Control Systems Technology, © 2005 IEEE Control Systems Society, ISSN: 1063-6536, 13 (5) (2005), pp. 686-700

[13] ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application,*** Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, 878 p.

[14] **Dubljevic, S., Christofides Panagiotis D.** (2006), ***Predictive control of parabolic PDEs with boundary control actuation,*** Chemical Engineering Science, © 2007 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 61, pp. 6239-6248

[15] **Eleni Aggelogiannaki, Haralambos Sarimveis** (2008), ***Nonlinear model predictive control for distributed parameter systems using data driven artificial neural network models,*** Computers & Chemical Engineering, © 2008 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 32 (2008) pp. 1225-1237

[16] **Eleni Aggelogiannaki, Haralambos Sarimveis** (2009), ***Robust nonlinear H-control of hyperbolic distributed parameter systems,*** Control Engineering Practice, © 2009 Elsevier, ISSN: 0967-0661, 17 (2009) pp. 723-732

[17] **Franke D.** (1982), ***Adaptive and Robustness Properties of Certain Bilinear Distributed Parameter Control Systems,*** Chapter 6 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 179-212

[18] **Gonzales-Garcıa, R., Rico-Martınez, R., & Kevrekidis, I.** (1998), ***Identification of distributed parameter systems: A neural net based approach,*** Computers & Chemical Engineering, © 1998 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 22, pp. 965-968

[19] **Hulko G., C. Belavy, A. Meszros, P. Bucek, K. Ondrejkovic, P. Zajıcek** (2009), ***Engineering Methods and Software Support for Modeling and Design of Discrete-time Control of Distributed Parameter Systems,*** European Journal of Control, © 2009 Elsevier, ISSN: 0947-3580, (2009) 3-4: pp. 407-417

[20] **Hulko G., M. Antonova, C. Belavy, J. Belanaski, J. Szuda, P. Vegh** (1998) ***Modeling, control and design of distributed parameter systems (with demonstrations in MATLAB) http://www.dpscontrol.sk/monog_abstract.html,*** © 1998 Publishing House Slovak University of Technology Bratislava, 546 p.,

[21] **Jumarie G.** (1982), ***Some Methods for Analyzing the Stability and the Hyperstability of Distributed Parameter Systems,*** Chapter 4 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 119-146

[22] **Kanoh H.** (1982), ***Distributed Parameter Heat Exchangers - Modeling, Dynamics and Control,*** Chapter 14 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 417-449

[23] **Kharitonov A., O. Sawodny** (1998), ***Flatness-based feedforward control for parabolic distributed parameter systems with distributed control,*** International Journal of Control, © 2006 Taylor & Francis, ISSN 0020–7179, Vol. 79, No. 9, July 2006, pp. 677-687

[24] **Kouvaritakis B., M. Cannon, B. Rohal-Ilkiv, A. Karas, C. Belavy** (2004), ***Constrained predictive control of linear distributed parameter systems,*** International Journal of Control, © 2004 Taylor & Francis, ISSN 0020–7179, Vol. 77, No. 10, July 2004, pp. 941-948

[25] **Lausterer G. K. , E. Eitelberg** (1982), ***Experimental Application of Distributed-Parameter Control Theory,*** Chapter 11 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 329-366

[26] **Li H.X., C. Qi** (2010), ***Modeling of distributed parameter systems for applications - a synthesized review from time–space separation,*** Journal of Process Control, © 2010 Elsevier, ISSN: 0959-1524, 20 (8) (2010), pp. 891-901

[27] **Limei Ding, Andreas Johansson, Thomas Gustafsson** (2009), ***Application of reduced models for robust control and state estimation of a distributed parameter system,*** Journal of Process Control, © 2009 Elsevier, ISSN: 0959-1524, 19 (2009) pp. 539-549

[28] **Mingheng Li, Panagiotis D. Christofides** (2007), ***An input/output approach to the optimal transition control of a class of distributed chemical reactors,*** Chemical Engineering Science, © 2007 Elsevier, ISSN: 0098-1354, (2007) Volume 62, Issue 11, June 2007, pp. 2979-2988

[29] **Macchelli Alessandro** (2014), ***Dirac structures on Hilbert spaces and boundary control of distributed port-Hamiltonian systems,*** Systems & Control Letters, © 2014 Elsevier, ISSN: 0167-6911, 68 (2014) pp. 43-50

[30] **Nael H. El-Farra, Panagiotis D. Christofides** (2012), ***Special issue on "Dynamics, Control and Optimization of Energy Systems",*** Chemical Engineering Science, © 2012 Elsevier, ISSN: 0098-1354, (2012) Volume 67, Issue 1, pp.1-375

[31] **Nikolov E.** (2010), ***Fractional Control of Distributed Parameters System,*** FACTA UNIVERSITATIS Journal of University of Niš Serbia, Series: Automatic Control and Robotics, © 2010 University of Niš, ISBN 978-86-85195-49-5, Vol. 6, No 1, 2010, pp. 9-18

[32] **Nikolov E.** (2010), ***Method and Control System with a Approximated Dimension of the Spatial Distribution,*** Automatics and Informatics Journal, © 2010 Union of Automatics and Informatics, ISSN 0861-7562, 4/2010, 32-37

[33] **Nikolov E.** (2010), ***Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems),*** © 2010 Publishing House of Technical University of Sofia, 2010, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.

[34] **Nikolov E., N. G. Nikolova, V. Stoilova, B. Grasiani** (2012), ***Fractional Control with Approximate Dimension of the Spatial Distribution,*** Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2012 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 62, (4), pp. 111-120

[35] **Omatu S.** (1982), ***Filtering, Smoothing, and Prediction of Distributed Parameter Systems: Survey of Rigorous Approach,*** Chapter 3 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: Spyros G. Tzafestas, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 87–117

[36] **Park H. M., T. Y. Yoon, O. Y. Kim** (1999), ***Optimal control of rapid thermal processing systems by empirical reduction of modes,*** Industrial & Engineering Chemistry, © 1999 American Chemical Society, ISSN: 0888-5885, 38 (10) (1999), pp. 3964-3975

[37] **Park, H. M., Lee, W. J.** (2003), ***Recursive identification of thermal convection,*** Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, © 2003 American Society of Mechanical Engineers, ISSN: 1528-9028, (2003), 125, pp. 1-10

[38] **Radhakant Padhi, Sk. Faruque Ali** (2009), ***An account of chronological developments in control of distributed parameter systems,*** Annual Reviews in Control, © 2010 Elsevier, ISSN: 1367-5788, 33 (2009) pp. 59-68

[39] **Seidman T. I.** (1982), ***Approximation Methods for Distributed Parameter Systems,*** Chapter 9 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 273-293

[40] **Shang H.,Forbes J. F., Guay M.** (2005), ***Feedback control of hyperbolic distributed parameter systems,*** Chemical Engineering Science, © 2005 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 60(4), pp. 969-980

[41] **Wang P. K. C**. (1964): ***Control of distributed parameter systems. In: Advances in Control Systems: Theory and Applications, 1***, © 1964 Academic Press, 1964, 326 p.

[42] **Wiberg D. M.** (1982), ***Modeling and Control of Distributed Parameter Nuclear Reactors,*** Chapter 15 in ***Distributed Parameter Control Systems - Theory and Application***, Edited by: **Spyros G. Tzafestas**, © 1982 Elsevier, ISBN: 978-0-08-027624-3, pp. 451-493

[43] **Yao-Qing Ren, Xiao-Gang Duan, Han-Xiong Li, C.L. Philip Chen** (2014), ***Dynamic switching based fuzzy control strategy for a class of distributed parameter system,*** Journal of Process Control, © 2010 Elsevier, ISSN: 0959-1524, 24 (2014) 88-97

[44] **Zheng D., K .A. Hoo** (2004), ***System identification and model-based control for distributed parameter systems,*** Computers & Chemical Engineering, © 2008 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 28 (8) (2004) pp. 1361-1375

[45] **Zheng, D., & Hoo, K.** (2004), ***System identification and model-based control for distributed parameter systems,*** Computers & Chemical Engineering, © 2004 Elsevier, ISSN: 0098-1354, 28, pp. 1361-1375

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

Постъпила на 23.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Н. Г. Николова

МОДЕЛИРАНЕ НА ТРАНСПОРТНИЯ ТРАФИК В КЛАСА НА ОБЕКТИТЕ С РАЗПРЕДЕЛЕНИ ПАРАМЕТРИ

Василка Стоилова, Емил Николов

Резюме: *Представен е аналитично изведен модел на обект с разпределени параметри от първи ред, използван за моделиране на пътния трафик в автомагистрали.*

Ключови думи: *транспортен трафик, обекти с разпределени параметри*

MODELING OF THE TRANSPORT TRAFFIC IN THE CLASS DISTRIBUTED PARAMETERS PLANT

Vassilka Stoilova, Emil Nikolov

Abstract: *Analytical derived first order distributed parameters model, used for modeling transport traffic in highways, is presented.*

Keywords: *Transport Traffic, Distributed Parameters Plants*

ВЪВЕДЕНИЕ

Транспортните потоци са сложни системи, за чието описание се прилагат различни модели и аналитичен инструментариум. Към транспортните потоци се отнася и транспортния трафик в автомагистрали. Областта на приложение на моделите на транспортния трафик влияе върху конкретния избор на стратегия и принципи за управление. Настоящата разработка си поставя за цел да представи модел на транспортния трафик в автомагистрали в класа на динамичните системи с разпределени параметри от първи ред на ***Lighthill-Whitam-Richards***, апроксимиран със зависимостта на ***Greenshield*** и анализира резултатите от симулация на този модел в контекста на преходните, импулсните преходни функции и честотните характеристики на обекта с разпределени параметри.

МАКРОСКОПИЧНИ МОДЕЛИ

Макроскопичните модели се основават на аналогия с хидродинамиката, според която потокът автомобили се разглежда като движение на флуид при непрекъснатото му придвижване. Макроскопичните модели се базират на принципи, основаващи се на динамиката на газ. При макроскопичните модели трафикът се описва със съвкупност от 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.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Моделите се писват 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 υ 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 първи ред-моделът на ***Lighthill-Whitham-Richards*** свързан с изменението на плътността ρ, а моделът от втори ред на ***Payne*** взема в предвид скоростта v, 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.

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 (1). Уравнението за консервативността (2) и предположението, че скоростта v е известна функция на плътността ρ (3). Всъщност (2) 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.

$$q(x,t) = \rho(x,t).v(x,t) \tag{1}$$

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} + \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial t} = 0 \tag{2}$$

$$v(x,t) = F(\rho(x,t)) \tag{3}$$

Тези модели имат много недостатъци [***Daganzo*** 1995b], [***Papageorgiu*** 1998a], които се основават на много нереалистични допускания. Първото е, че скоростта υ

се адаптира мигновено на желана скорост и че дебита q на изхода от вълни на задръствания или стесняване на пътя е равен на капацитета на инфраструктурата. Друго допускане, което не се доказва, 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).

ФУНДАМЕНТАЛНА ДИАГРАМА НА ПЪТНИЯ ТРАФИК

За всеки елемент на инфраструктурата параметрите средна скорост v, плътност ρ и поток q, които представляват трите най-важни променливи са свързани в фундаментална диаграма фиг.1, която аналитично се определя от уравнение (4).

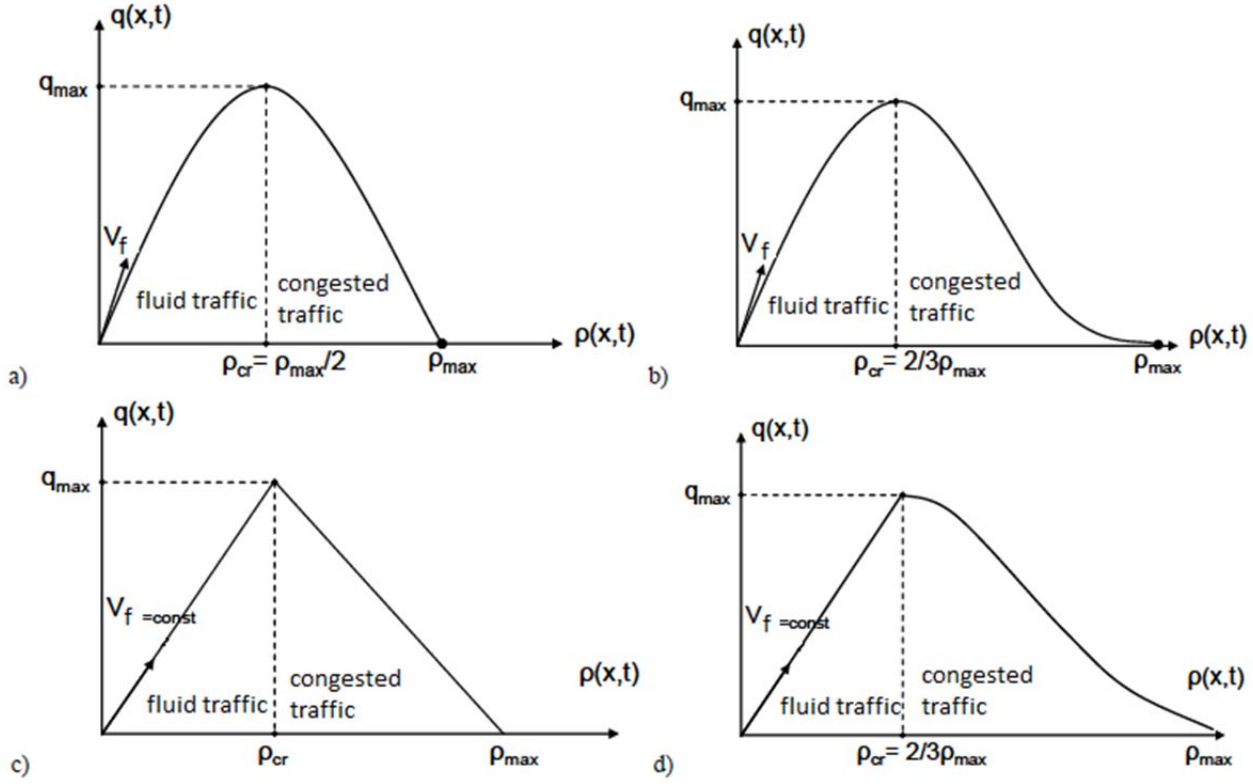
$$q(x,t) = \rho(x,t).F(\rho(x,t)) \quad (4)$$

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 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 (q-ρ), плътност-скорост (ρ-υ) и скорост-поток (v-q), които обикновено се използват най-вече поток-плътност (q-ρ). 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.

Greenshield [***Greenshield*** 1935] е първият автор, които предлага математически модел на фундаменталната диаграма. Той счита, че плътността ρ и дебитът q намаляват линейно, което води до параболичната форма на фундаменталната диаграма. Предложени са и други форми, от други автори: параболична диаграма - [***Greenshield*** 1935], ***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} кри-

тичната плътност $\rho_{cr,}$ и максималния поток q_{max}. Най-известните математически зависимости са на ***Greenshield*** (5) [***Greenshield*** 1935], ***Greenberg*** (6). 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*** 1958] (7), ***Drew*** (8), ***Edie*** (9) и ***Williams*** [***Gartner*** 1984], [***Drake*** 1967] (10).



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

$$v(x,t) = v_f\left(1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right) - Greenshield \tag{6}$$

$$v(x,t) = v_f\left(ln\left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right)\right) - Greenberg \tag{6}$$

$$v(x,t) = \frac{q_{max}}{\rho(x,t)}\left(1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right) - Chandler \tag{7}$$

$$v(x,t) = v_f\left(1 - \left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}}\right)^{1/2}\right) - Drew \tag{8}$$

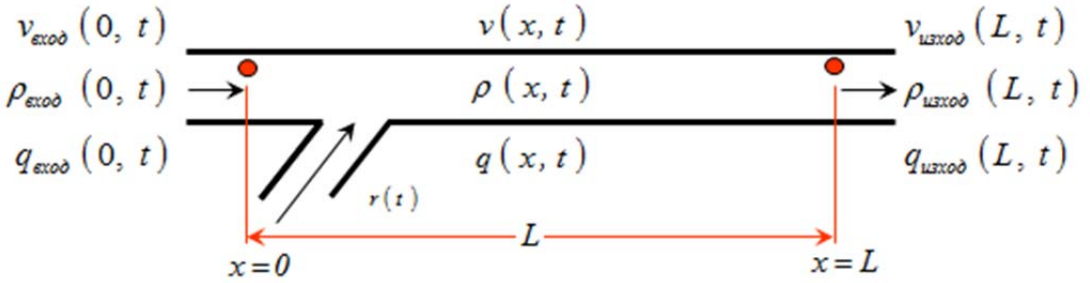
$$v(x,t) = v_f.e^{(-\rho(x,t)/\rho_{max})} - Edie \tag{9}$$

$$v(x,t) = v_f\, exp\left(\frac{1}{\alpha} - \left(\frac{\rho(x,t)}{\rho_\alpha}\right)^{\alpha}\right) - Drake \tag{10}$$

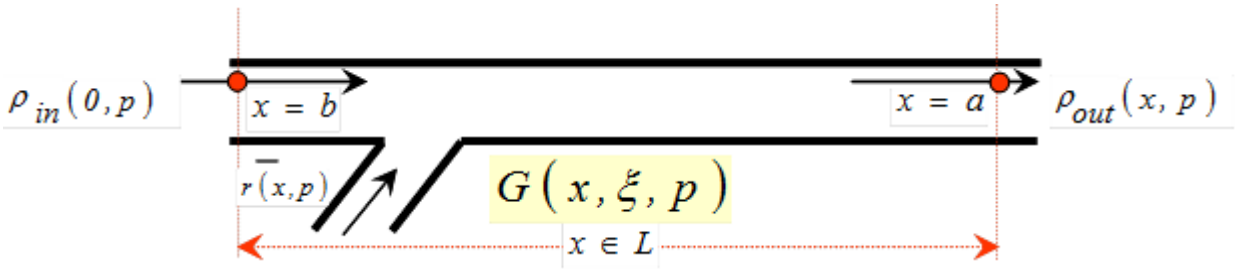
Важно е да се отбележи, че няма универсална фундаментална диаграма за всякаква инфраструктура. Всяка зависимост по-горе е изведена за конкретни условия и важи за ограничени и/или конкретни случаи.

ОБЕКТ С РАЗПРЕДЕЛЕНИ ПАРАМЕТРИ

Управлението на трафика (фиг.2) цели да се намали времето за пътуване, което се постига с увеличаване на дебита. За входна (управляваща) величина се приема плътността на входа, а за изходна (регулируема) величина плътността на изхода на моделирания участък с дължина L от автомагистралата. В конкретната разработка се приема структурният модел на динамичната система с разпределени параметри, показан на фиг.3.



Фиг.2. обобщен структурен модел на трафика като обект за управление



Фиг.3. Динамична система с разпределени параметри

За да бъде решено уравнението на консервативността (2), моделиращо трафика. се използва връзката между дебит q. скорост v и плътност ρ.
За да се приведе уравнението на консервативността (2) изцяло по частните производни само на една от величините - плътността ρ, трансформираното уравнение (2) трябва да съдържа единствено и само някои от зависимостите [Nikolov 2010]:

$$\rho(x,t), \frac{\partial\rho(x,t)}{\partial t}, \frac{\partial\rho(x,t)}{\partial x}, \frac{\partial^2\rho(x,t)}{\partial t^2}, \frac{\partial^2\rho(x,t)}{\partial x^2}, \frac{\partial^n\rho(x,t)}{\partial t^n}, \frac{\partial^n\rho(x,t)}{\partial x^n}$$

След като се намери решението на трансформираното уравнение на консервативността(2) по $\rho(x,t)$, то определянето на останалите величини (в случая дебит $q(x,t)$ или скорост $v(x,t)$) се основава на вече известни зависимости на тези величини от намереното решение $\rho(x,t)$.

След аналитични трансформации се получава разпределената предавателна функция за уравнението на трафика (11), (12):

$$G(x,\xi,p) \widehat{=} \frac{\frac{e^{-\frac{L}{v_f(1-2\rho_0)}}}{v_f(1-2\rho_0)}}{\left(\frac{L}{2\ v_f(1-2\rho_0)}\ p\ +\ 1\right)}\ e^{-\frac{L}{2\ v_f(1-2\rho_0)}\ p} \tag{11}$$

$$G(x,\xi,p) \widehat{=} \frac{\rho_{out}\ (x,p)}{\rho_{in}\ (0,p)} = \frac{k\ \ (x\ ,\ \varsigma\ ,\ v_f,\ \rho_0)}{(\ T\ (x\ ,\ \varsigma\ ,\ v_f,\ \rho_0)\, p\ +\ 1\ )}\ e^{-\ \tau\ (\ x\ ,\varsigma\ ,v_f,\rho_0\ )\ p} \tag{12}$$

в която разпределените предавателен коефициент k, времеконстанта T и закъснение τ са отразени с (13)÷(15)**,** както следва:

$$k\ (\ x,\varsigma,v_f,\rho_0\ )\ =\ |\ G\ (x\ ,\xi\ ,j\omega)\ |\ \widehat{=}\ \frac{e^{-\frac{L}{2\ v_f(1-2\rho_0)}}}{v_f(1-2\rho_0)} \tag{13}$$

$$T(\ x\ ,\varsigma\ ,v_f,\rho_0\ )\ \widehat{=}\ \frac{x\ -\ L}{2\ \ v_f(1-2\rho_0)} = \frac{L}{2\ \ v_f(1-2\rho_0)} \tag{14}$$

$$\tau(\ x\ ,\varsigma\ ,v_f,\rho_0\ )\ \widehat{=}\ \frac{x-L}{v_f(1-2\rho_0)} = \frac{L}{v_f(1-2\rho_0)} \tag{15}$$

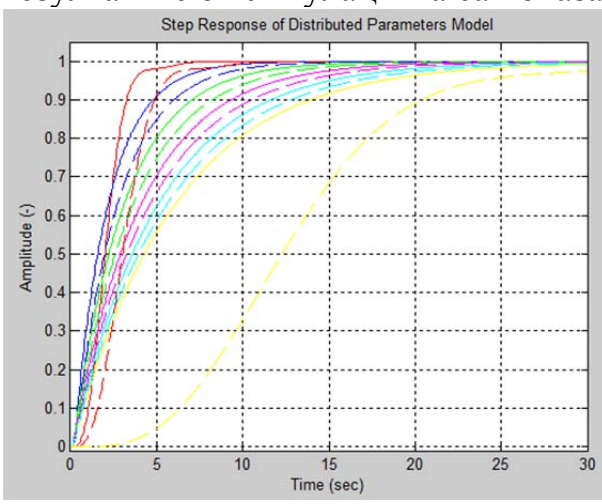
РЕЗУЛТАТИ

Структурният модел на пътния трафик в ограничена зона на автомагистрала е показан (фиг.4). Направена е симулация за такъв сегмент от автомагистрала показваща преходните, импулсните и честотните ***Nyquist***, ***Bode*** и ***Nichol***s характеристики на обекта с разпределени параметри за моделиране на пътния трафик, при конкретни стойности на входната рампа (фиг.3).

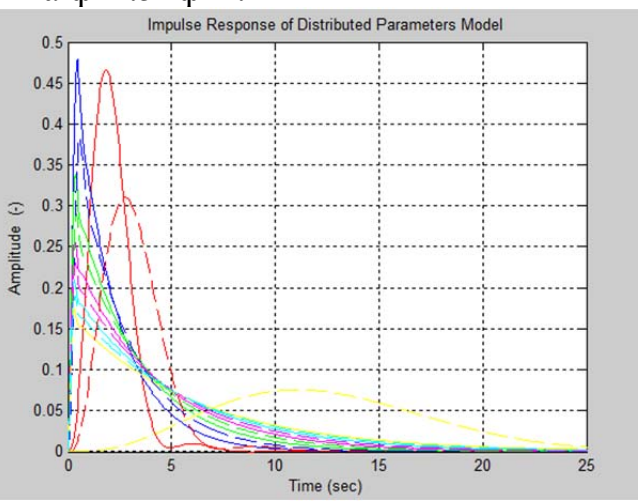
Фиг.4. Структурен модел на пътния трафик в автомагистрала

$$0km/h \le v_f \le 220km/h; \rho_{max} = 160veh/km;\ 0.25 \le \rho_0 \le 0.4956;\ \rho_{cr} = 0.5\ \rho_{max} = 80veh/h;\ \rho_{cr_ramp} = 0.1, \rho_{max} = 16\ veh/km;\ q_{max} = 8800\ veh/km;\ 0km \le L \le 12.5km$$

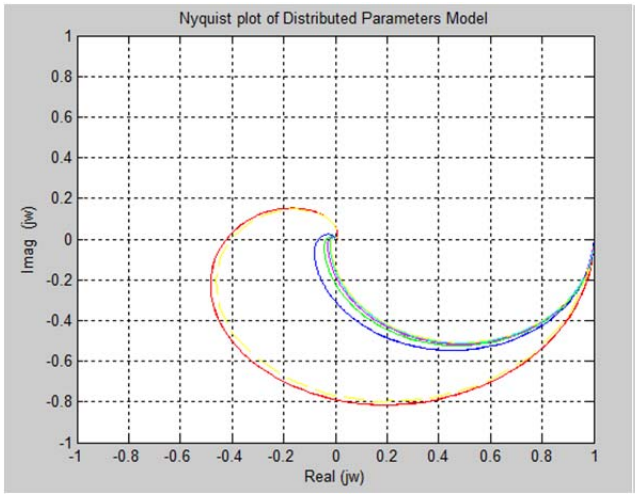
Резултатите от симулацията са показани на фиг.5÷фиг.12



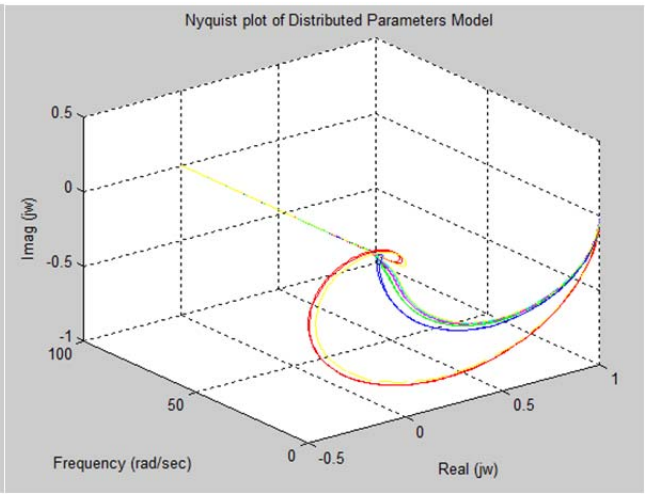
Фиг.5. Преходна функция на обекта



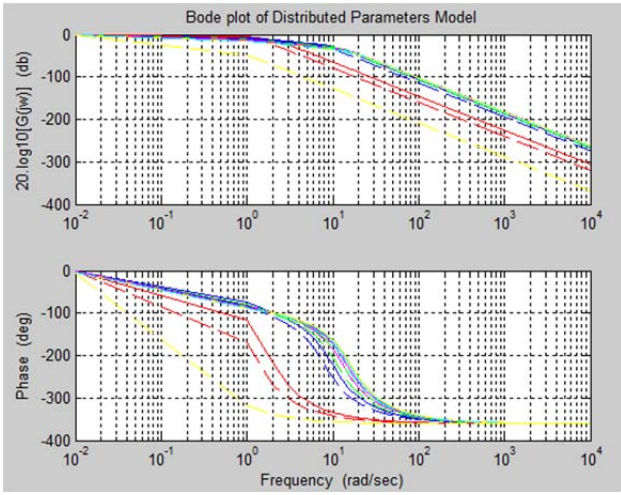
Фиг.6. Импулсна преходна функция



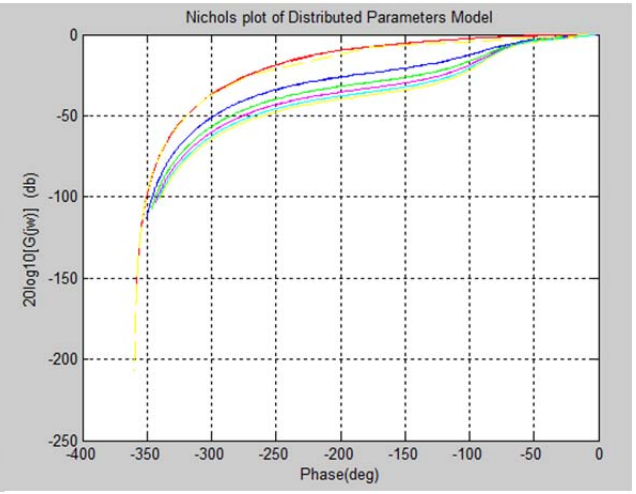
Фиг.7. Честотна характеристика



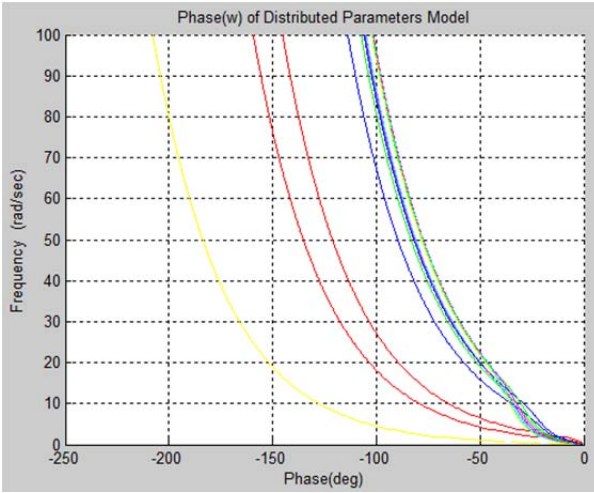
Фиг.8. Честотна характеристика на обекта



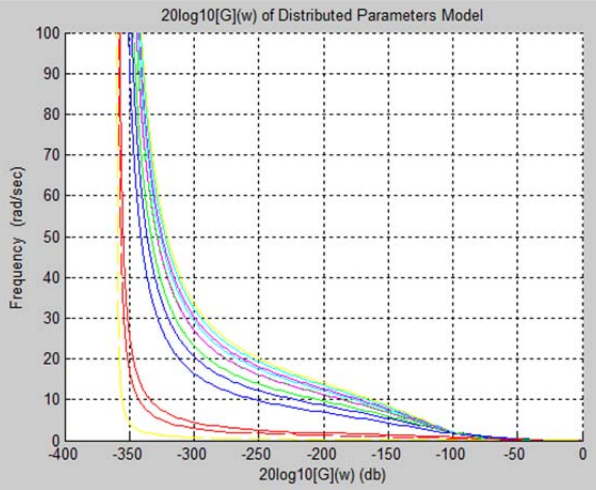
Фиг.9. Честотна характеристика на обекта



Фиг.10. Честотна характеристика



Фиг.11.Честотна характеристика на обекта



Фиг.12. Честотна характеристика

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата разработка е направено въведение в транспортните потоци. Представени са макроскопични модели за управление на трафик в автомагистрали. Показан е модел с разпределени параметри на пътния трафик в автомагистрали, използващ модела от първи ред ***LWR***. Предложеният модел е симулиран като са показани преходните функции, импулсните преходни функциии и ***Nyquist-***, ***Bode-*** и ***Nichols***- честотни характеристики за конкретни експлоатационни стойности на параметрите на входната рампа в автомагистрала.

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. [Buisson 1996] Buisson C., ***Analyse bibliographique et première classification des algorithmes de simulation de l"écoulement du trafic routier***, Recherches transports et sécurité, n° 53, p. 35-48, 1996

2. [Cassidy 1998] Cassidy M.J., **Bivariate relations in nearly stationary highway traffic flow**, “Transportation research 32B (1)”: 49-59, 1998

3. [Chandler 1958] Chandler, R. E., R. Herman, and E. W. Montroll (1958), ***Traffic Dynamics: Studies in Car Following***, Opns. Res. 6, pp. 165-183

4. [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

5. [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

6. [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

7. [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

8. [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, 1998

9. [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*

10.[Greenberg 1959] Greenberg H., ***1959 An analysis, of traffic flow***, Operations Research, Vol. 7, No. 1 (Jan. - Feb., 1959), pp. 79-85, 1959

11.[Greenshields 1935] Greenshields B. D., 1935. ***A Study of Traffic Capacity***. Highway Research Board Proceedings 14, p. 448-477

12.[Helbing 1995] D., ***High-fidelity macroscopic traffic equations***, Physica A, vol. 219, pp. 391-407, 1995

13.[Helbing 1996b] Helbing, D. (1996***). Gas-kinetic derivation of Navier-Stokes-like traffic equations***. Physical Review E 53(3), 2266-2381

14. [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

15.[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

16.[Helbing 1999c] D. Helbing and M. Schreckenberg, ***Cellular automata simulating experimental properties of traffic flow***, arXiv:cond-mat9812300v2, 21 Mar 1999.

17.[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.

18.[Nikolov 2010] Nikolov E. ***Robust Fractional Control*** (***Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Parameters Control Systems***), Sofia 2010

19.[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

20.[Papageorgiou 1998a] Papageorgiou M., ***Some remarks on macroscopic traffic flow modelling***, Transportation Research Part A, vol. 32, no. 5, pp. 323-329, 1998.]

21.[Payne 1971] HJ. Payne, ***Models of freeway traffic and control***, Simulation Council Proceedings, no. 1, pp. 51-61, 1971

22.[Pipes 1967] Pipes, L.A., 1967. ***Car following models and the fundamental diagram of road traffic***. Transportation Research 1, 21–29. doi:10.1016/0041-1647(67)90092-5

23.[Richards 1956] P.I. Richards, ***Shock waves on the highway***, Operations Research, vol. 4, pp. 42-57, 1956

Автори: Василка Стоилова, маг. инж. докторант, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail addresses: *vassilka_stoilova@hotmail.com*; Емил Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail addresses: *nikoloff@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Н. Г. Николова

ЕЛЕКТРОННИ ФОРМИ ЗА УЧЕНЕ И РАЗВИТИЕ НА КОМПЕТЕНЦИИ ПО ИНТЕЛИГЕНТНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Снежана Йорданова

Резюме: *Разработени са модули за електронна форма на обучение по дисциплината „Интелигентни системи за управление” от бакалавърската програма „Автоматика, информационна и управляваща техника”. Модулите представят най-новите постижения в областта на приложението на размитата логика, невронните мрежи и еволюционните оптимизационни алгоритми в задачите за управление чрез съвременни Интернет-базирани технологии. Те са достъпни в програмна среда Moodle и апробирани при обучение. Новата форма позволява отдалечен достъп, обучение под форма на игри, самотестване, интерактивни групови обсъждания, достъп до други ресурси и т.н. Статистиката в Moodle показва засилен студентски интерес и в резултат - висока степен на усвояване на знанията и успеваемост.*

Ключови думи: *електронни форми за обучение, интелигентни системи за управление, интернет ресурси, модули, невронни мрежи, размита логика*

ELECTRONIC FORMS FOR LEARNING AND DEVELOPMENT OF COMPETENCIES ON INTELLIGENT CONTROL SYSTEMS

Snejana Yordanova

Abstract: *Modules for electronic form of learning on Intelligent Control Systems from the bachelor degree program “Automation, Information and Control Technique” are developed. The modules present the latest developments in the area of the application of fuzzy logic, neural networks and the evolutionary optimization algorithms in control problems using modern Internet-based methodological technologies. They are available for students in the Moodle software environment and tested in their education. The novel forms allow the students a remote access, game-like learning, self-testing, access to sites with similar material, interactive group discussions, etc. The Moodle statistics shows an increased students’ interest and as a result - high knowledge mastering and examination rates.*

Keywords: *electronic forms for education, fuzzy logic, intelligent control systems, Internet resources, modules, neural networks*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение и състояние на проблема

Електронните форми и цифровите курсове за обучение заемат все по-голямо място и значение в съвременния живот, където динамиката на смяна на компетенциите, следвайки пазара на труда, налагат необходимостта от учене през целия живот. Едновременно с това те разширяват достъпа и позволяват равнопоставеност на различни хора (млади и стари, здрави и в неравностойно положение, от университетските градове или от отдалечени места, само учащи се или работещи, по-заможни и бедни) до образование даже от разстояние с използване на възможностите на Интернет и телекомуникационните технологии [1-5].
Практиката на най-добрите университети в света показва, че електронното обучение има потенциала да промени начина, по който се преподава и учи. То предоставя нови възможности за повишаване на стандартите, за разширяване на участието в ученето през целия живот, за персонализиране на учебния процес и създаване на предпоставки за разнообразяване на учебния опит и качеството на учене. Електронното обучение не може да замени преподавателите, но в комбинация със съществуващите традиционни методи може да повиши качеството и да обогати тяхното преподаване. Провеждано в дистанционна форма, електронното обучение достига до обучаемите в избрано от тях време и място. С това се разширява спектърът от категории обучаеми, получаващи достъп до обучение и образование – фактор особено важен в условията на пазарна икономика и информационно общество, конкуренция на пазара на образователни услуги и изисквания за учене през целия живот.
Технически Университет – София като базова институция за България развива електронните форми за дистанционно обучение в хармонизация с европейските стандарти и най-прогресивните практики на водещите университети в света на база на хибриден модел в инженерните специалности, добрите български образователни традиции и идентифицираните нужди от успешната социална и трудова реализация на инженерни кадри на пазара на труда и повишаване качеството на живот чрез непрекъснато усъвършенстване на професионалните умения.
В ТУ-София се разработват проекти в съответствие с оперативна програма "Развитие на човешките ресурси" ОП РЧР на ЕС: „Подобряване на достъпа до образование и обучение”, интервенция 4.3. „Развитие на системата за учене през целия живот” и схема за безвъзмездна помощ BG051PO001-4.3.04 „Развитие на електронни форми на дистанционно обучение в системата на висшето образование”.
Факултет „Автоматика”, като член на екип по такъв проект, си поставя задачата да разработи цифрови курсове на основа на модули. Целта е разширяване на достъпа и повишаване на ефективността и адаптивността на инженерното образование по автоматика в ТУ-София чрез приложение на иновативни модели и практики за учене през целия живот и интегриране на компетентностно-базирания подход с информационните и комуникационните технологии и Интернет в образователната система.
Цел на настоящата разработка е да представи създаден по този проект цифров курс за обучение по дисциплината „Интелигентни системи за управление”

(ИСУ) от бакалавърската програма по „Автоматика, информационна и управляваща техника” на факултет „Автоматика” и анализират резултати от апробацията му при обучение на студенти.

2. Модули за обучение по „Интелигентни системи за управление” с електронни форми

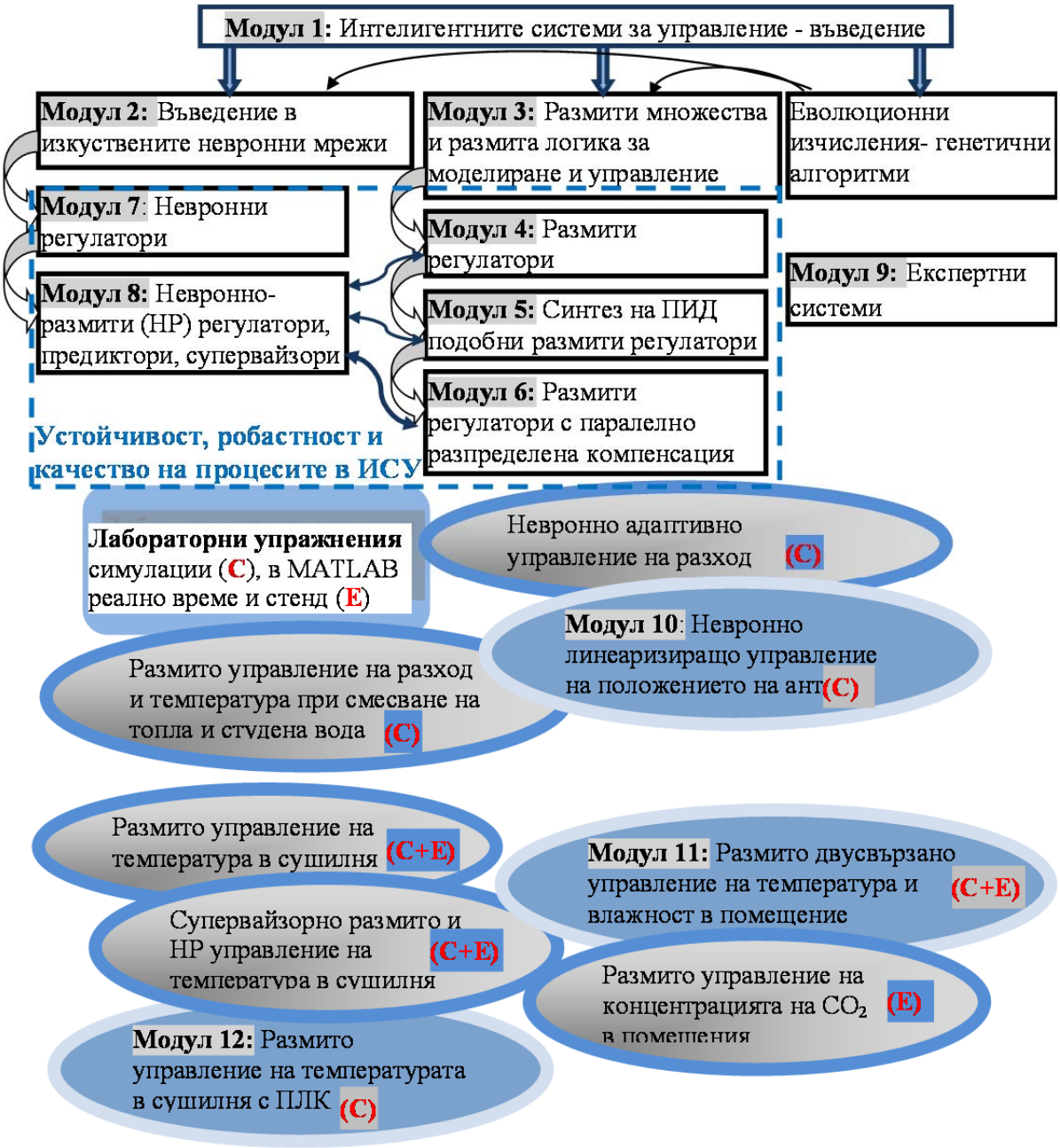
Цифровият курс има задача да подпомогне студентите да получат знания и умения за използване на принципите и методите на изграждане на интелигентни системи за управление на обекти на основа на размита логика (РЛ), изкуствени невронни мрежи (ИНМ) и генетични алгоритми (ГА). Разглеждат се приложения в областта на моделирането, управлението (адаптивно, робастно, линеаризиращо, предсказващо, двусвързано и др.) и оптимизацията. Системата за интелигентно управление използва човешкия опит, съчетава лингвистична информация от качествен характер и данни от измерване, толерантна е към неточности и смущения, не изисква класически математичен модел на обекта при синтеза си, може да се обучава от опита, да се адаптира към променливата околна среда и е лесна за синтез, оптимизация и реализация.

В лабораторните упражнения се решават задачи за синтез, симулационни изследвания и управление в реално време. Използват се MATLAB™, Simulink и приложенията Neural Networks, Fuzzy Logic, Real Time Workshop и програмируем логически контролер (ПЛК). Обектите са пилотни модели на процеси от енергетиката, екологията, комуникациите и др.

Дисциплината ИСУ е нова и за първи път се чете пред студенти-бакалаври в IV курс. Тя е изградена след проучване на множество учебни програми, е-курсове и материали по сродни дисциплини на водещи световни университети и академици [6-18]. В нейната основа е залегнал опитът на автора, преподаватели и докторанти по разработване на методи и изграждане на лабораторни постановки за синтез и изследване на системи за интелигентно управление [19-23]. Използвани са множество литературни източници, най-важните от които са представени в [24-30].

На фиг.1 е показана структурата на цифровия курс по ИСУ от самостоятелни завършени модули, свързани с теми от учебната програма. Паралелно вървят два клона от теми, свързани с изкуствените невронни мрежи и с размитите множества и размитата логика. Тръгва се от определяне на същността и понятията, описване на приложенията при моделиране и управление - изграждане на различни видове регулатори (подобни на стандартните ПИД, с прогнозиране, супервайзорни, линеаризиращи, двусвързани), методите за тяхната настройка във връзка с условията за устойчивост и робастност на затворената система и качеството на регулиране. Двата клона се интегрират в темата за невронно-размити (НР) структури за изграждане на модели и регулатори, предиктори, супервайзори и други управляващи устройства. Генетичните алгоритми са разгледани като метод за обучение на ИНМ и средство за оптимизация по налични входно-изходни експериментални данни на параметрите на размитите, невронните или размито-невронните регулатори, както и на параметрите на зададена структура на размит Такаги-Сугено модел на обект, обратен модел на обект, или предик-

тор и др. Упражненията покриват тематично лекционния материал и се изпълняват най-напред чрез симулация, а след това в повечето случаи – на стенд, изграден като физически модел на процес – сушилня, система за отопление, вентилация и климатизация (ОВК),

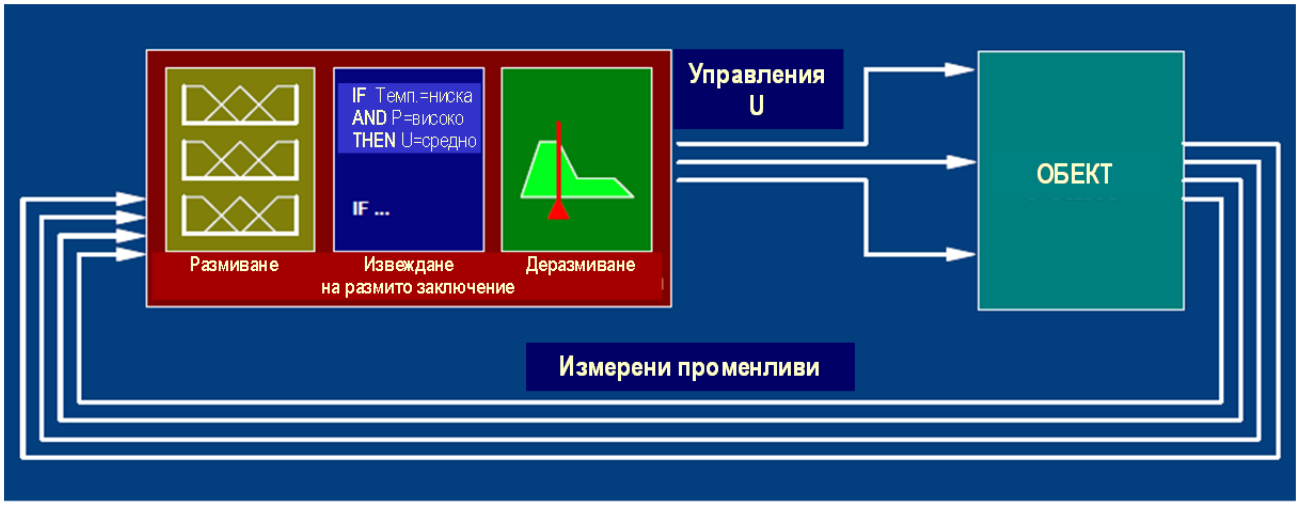


Фиг.1. Структура на цифров курс от модули с електронни форми за обучение по „Интелигентни системи за управление”

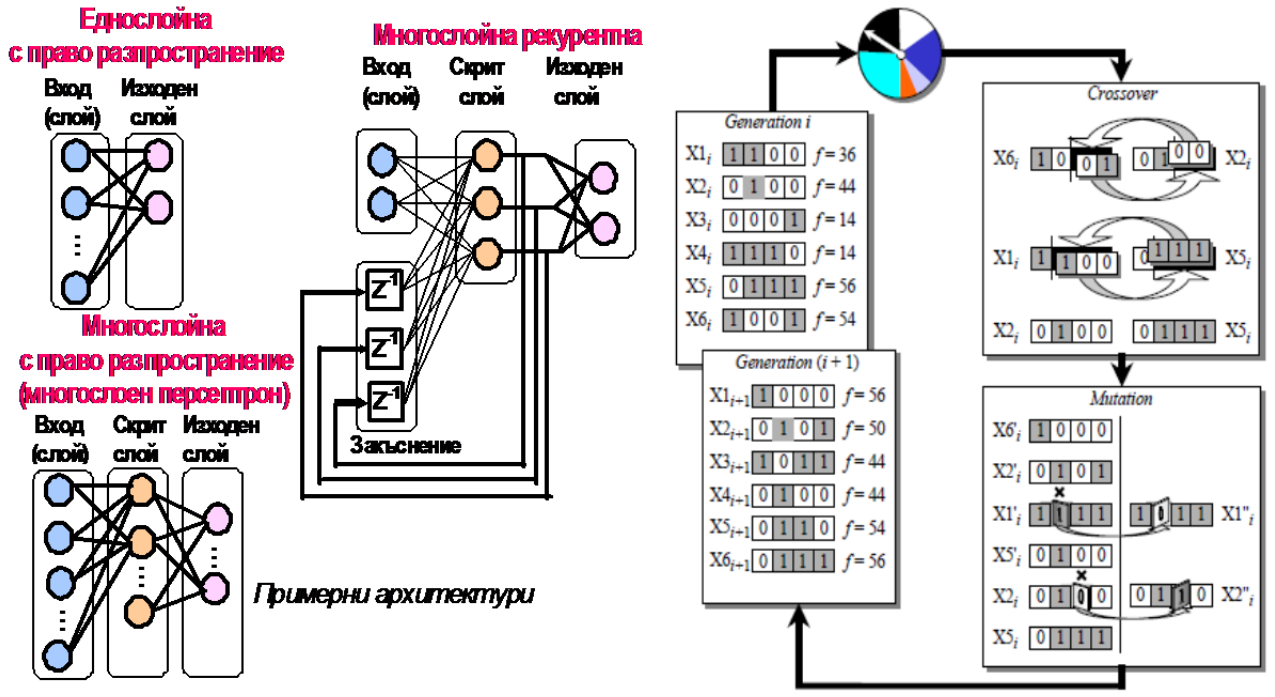
оборудвани с реални промишлени измервателни и изпълнителни устройства и интерфейсна платка с АЦП, ЦАП и дискретни входове и изходи за връзка към компютър с MATLAB™ и Simulink или за връзка към промишлен ПЛК. В MATLAB™ се използват още и програмните разширения за размита логика, невронни мрежи и генетични алгоритми [34-38].

Разработените 12 електронни модула покриват 80% от съдържанието на курса съгласно учебната програма и подпомагат 13 от 15 лекционни теми и 4 от 11 ла-

бораторни упражнения, като останалите 7 упражнения се подпомагат косвено. Всеки от модулите съдържа презентация, решен пример (демостратор), Интернет връзки към сроден материал – е-лекция, е-книга или публикация, и въпроси за самотестване. Модулите са качени и работят в интерактивна програмна среда Moodle за електронно обучение. По тях е разработен динамично асемблиран тест за крайното оценяване на студентите.
На фиг.2 са показани някои от екраните от презентациите.



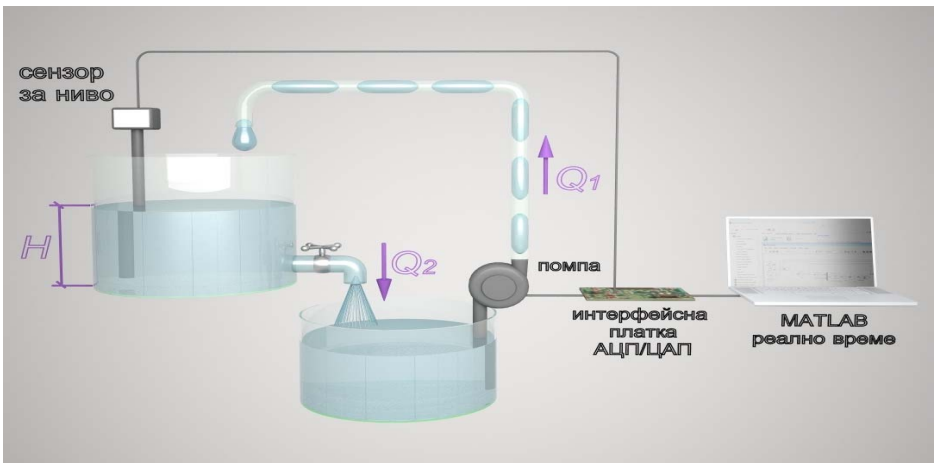
а) Система с размит регулатор



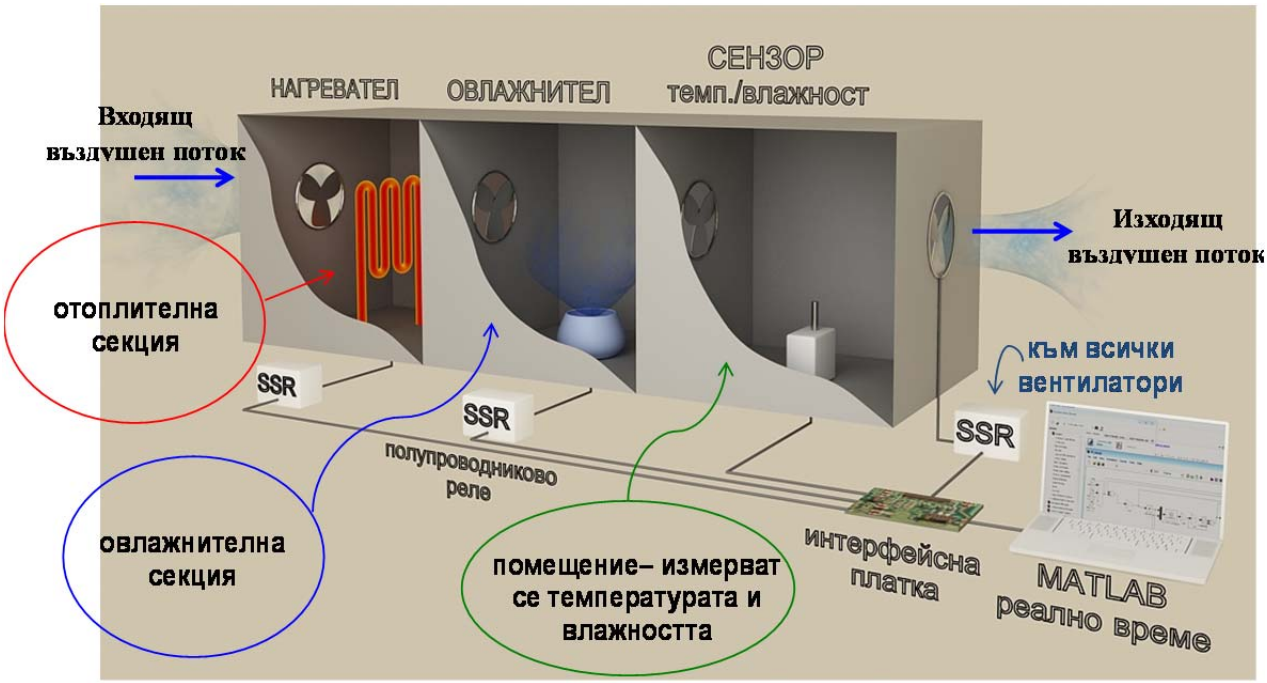
б) Видове ИНМ *в) Алгоритъм за ГА оптимизация*

Фиг.2. Компоненти на интелигентните системи от модулите

На фиг.3 са показани създадените лабораторни постановки на системи за интелигентно управление в реално време на физически модели на обекти.



а) Размита/невронна система за регулиране на ниво в реално време



б) Размито/невронно регулиране на температура и влажност в ОВК система

в) Невронно-размито супервайзорно регулиране на температура

Фиг.3. Интелигентно управление в реално време на физически обекти

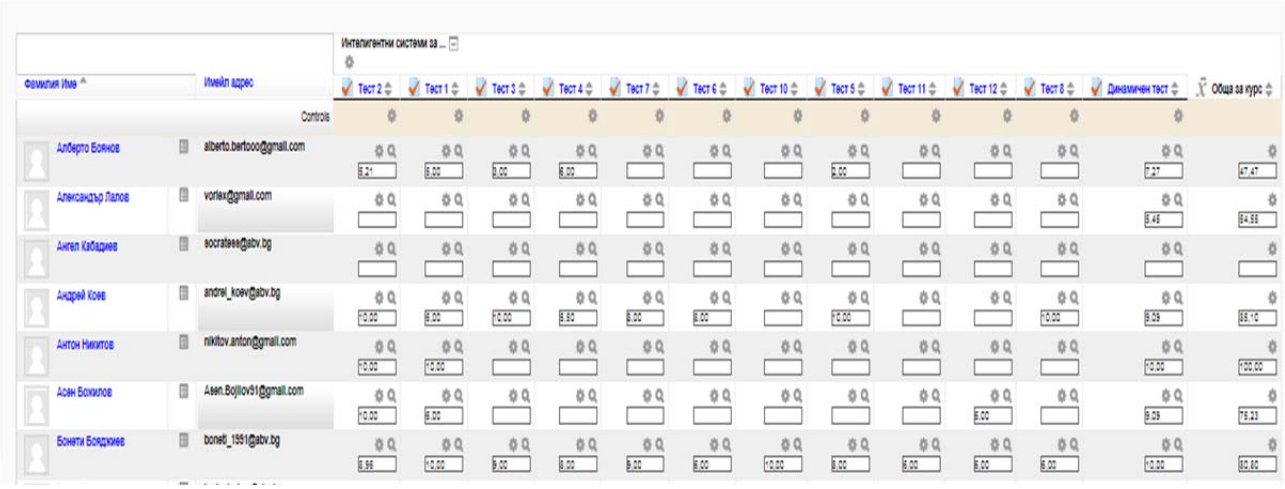
РР в фиг.3.а е ГА оптимизиран в симулационни изследвания на затворената система с модел на обекта, получен пак чрез ГА по експериментални данни. В фиг.3.б РР е настроен чрез супервайзор оф-лайн в симулационни изследвания на затворената система с модел на обекта, оптимизиран с ГА по експериментални данни. На фиг.3.в е дадена система с невронно-размита структура от тип Сугено, обучена по данни от работата на двунивов размит регулатор от основен Мамдани ПИ РР и супервайзорен РР за настройка на мащабиращите коефициенти на основния. Невронно-размитият еквивалент на двунивовия регулатор е с проста структура, добри адаптивни свойста и плавно управление.

В резултат на хибридното обучение се предполага студентите да могат да получават модели на обекти, предиктори, обратни модели и др. и да синтезират адаптивни, робастни, предсказващи и линеаризиращи регулатори на основа на РЛ, ИНМ и НР структури, както и да ги оптимизират с помощта на ГА. Други компетенции са свързани с: 1) познаване и работа със софтуер за синтез и изследване на интелигентни системи; 2) умения за провеждане на експерименти и симулационни изследвания на разработените системи и за анализиране на резултатите; 3) познаване на апарата на РЛ, ИНМ и ГА и умение да се ползва и прилага при решаване на инженерни задачи и от сродни на управлението области; 4) разширяване на придобитите знания чрез самоподготовка.

3. Анализ на резултати от използване на цифровия курс при обучение на студенти

Разработеният цифров курс е предложен за подготовка на студентите през летния семестър на 2014 г. в съчетаване с традиционните присъствени занятия. Използвани са и възможностите на Moodle за осъществяване на интерактивни групови дискусии и самотестване с оценяване и коментиране на грешките. Студентите сами са планирали начина и времето за учене. В края на обучението е проведен индивидуалнен динамично асемблиран тест. Оценките от този тест и средната оценка от многократните самотествания по отделните модули позволяват да се формира по-обективно крайната оценка, в която влизат като компоненти 20% от оценката от Moodle, 20% от оценката от лабораторните упражнения, 10% от оценката за участие в решаване на задачите, давани на лекции, и 50% от двете текущи оценки.

Статистиката, която дава Moodle показва висок интерес от страна на студентите – 89% от всички студенти са ползвали за самоподготовка повече от от един електронен модул, средно са ползвали 62% от модулите, като 78% са се самотествали и от тях 60% са получили средна оценка между много добър и отличен. На фиг.4 е показана извадка от протокол от Moodle, показващ успеваемостта на студентите. Анкетните карти, които след приключване на оценяването студентите попълват, също показва тяхното одобрение към тази форма на обучение, която им позволява да четат докато пътуват, през почивките, ако работят, или от други места, когато отсъстват. Освен това, тази форма е занимателна, има елементи на игра и състезание, дава друг поглед на материала с повече илюстрации, примери и задачи от инженерната практика,



Фиг.4. Протокол с оценките на студентите от тестовете по електронните модули

което студентите приветстват. Интересни са още форумите и груповите обсъждания между студентите в присъствие или отсъствие на преподавателя.

4. Заключение

Цифровият курс по „Интелигентни системи за управление” и създадените електронни модули поставят началото на нови форми на обучение и самообучение и позволяват на съвременните компютърни и телекомуникационни технологии и Интернет да навлязат широко в процеса на обучение, като улеснят и съкратят усвояването на нови и сложни знания.

Бъдещата работа ще се насочи към създаване на електронни модули и за необхванатия досега материал, както и към виртуализация на някои изследвания или дистанционното им провеждане преди да се стигне до лабораторните упражнения върху реалните стендове. Това ще повиши инициативността и активността на студентите в ръководене на собственото им обучение и ще засили желанието им към търсене на предизвикателства и творческа реализация на оригинални и смели решения, от които българската икономика се нуждае.

Литература

[1] Beetham H., ***Review: Developing E-learning Models for the JISC Practitioner Communities*** - *http://www.jisc.ac.uk*.

[2] ***Enhancing Learning and Teaching Through the Use of Technology. A Revised Approach to HEFCE's Strategy for E-learning***
http://www.hefce.ac.uk/Pubs/hefce/2009/09_12/

[3] Guri-Rosenblit S. (2009), ***Distance Education in the Digital Age: Common Misconceptions and Challenging Tasks***. Journal of Distance Education Revue De L’éducation À Distance, 2009 Vol. 23, No. 2, pp.105-122

[4] *http://www.jofde.ca/index.php/jde/article/view/627/886*

[5] *http://moodle.org/sites/index.php?country=BG*

[6] *http://freevideolectures.com/Course/2348/Intelligent-Systems-and-Control/16*

[7] *http://www.studiegids.tudelft.nl/a101_displayCourse.do?course_id=20059* и

http://www.dcsc.tudelft.nl/~sc4150 – Delft University of Technology
[8] *http://www.esru.strath.ac.uk/Reference/concepts/fuzzy/fuzzy.htm*
[9] *http://www.csci.psu.edu/courses/ee5972006.pdf* - Pennsylvania State University
[10] *http://nptel.ac.in/video.php?subjectId=108104049*
[11] *http://www3.nd.edu/~pantsakl/control.html* University of Notre Dame
[12] *http://www2.ece.ohio-state.edu/~passino/761DL.html* и, *http://www2.ece.ohio-state.edu/~passino/ee858.html* Ohio state university
[13] *http://www.ece.okstate.edu/content/intelligent-control-systems* - Oklahoma State University
[14] *http://intelligence.ee.ntust.edu.tw/su/en/page/intelligent-control* - National Taiwan University of Science and Technology
[15] *http://academic.csuohio.edu/simond/courses/eec645/-* Cleveland State University
[16] *http://www.learnerstv.com/Free-engineering-Video-lectures-ltv064-Page1.htm* - TV learning
[17] Yurkovich S., Passino K.M. (1999), *A Laboratory Course on Fuzzy Control*, IEEE Trans. on Education, vol. 42, No 1, pp. 15-21, 1999
[18] Jurado F., Caño A., Ortega M.(2002), ***Neural Networks and Fuzzy Logic in Electrical Engineering Control Courses***, Int. Journal of Electrical Engineering Education vol. 40, No 1, pp. 1-12, 2002.
[19] Йорданова С. (2011), ***Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси***, КИНГ, С., 2011, 344.
[20] Младенов В., Йорданова С., ***Размито управление и невронни мрежи***, ТУ-София, С., 2006, 168
[21] Neshkov T., Yordanova S., Topalova I., ***Process Control and Production Automation***, Technical University of Sofia, S., 2007, 152.
[22] Петров М., Топалов А., Танева А., Шакев Н., ***Методи на изкуствен интелект в системите за управление. Част 1: Размита логика и управление***, Пловдив,. Технически Университет, 2009.
[23] Петров М., Топалов А., Танева А., Шакев Н., ***Методи на изкуствен интелект в системите за управление. Част 2: Приложение на невронните мрежи***, Пловдив,. Технически Университет, 2009.
[24] Driankov D., Hellendoorn H., Reinfrank M., ***An Introduction to Fuzzy Control***, Springer-Verlag, NY, 1993.
[25] Fuller R. ***Neural Fuzzy Systems***, Abo, 1995.
[26] Haupt R.L., Haupt S. El., ***Practical Genetic Algorithms***, NY, John Wiley & Sons, 1998
[27] ***Intelligent Control Systems Using Soft Computing Methodologies***, eds Zilouchian A. and M. Jamshidi, CRC Press LLC, NY, 2001
[28] Jang J.-S.R., Sun C.-T., Mizutani E., ***Neuro-Fuzzy and Soft Computing, A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence***, Matlab Curriculum Series. Prentice-Hall, Inc., N.J. 07458, 1997
[29] Karray F. O., de Silva C. W., ***Soft Computing and Intelligent Systems Design-Theory, Tools, and Applications***, Addison Wesley, 2004.
[30] Kosko B. ***Neural Networks and Fuzzy Systems***, Prentice Hall, USA, 1992.
[31] Lin C.-T., Lee C.S.G., ***Neural Fuzzy Systems, A Neuro-Fuzzy Synergism to In-***

telligent Systems, Prentice Hall P T R, Upper Saddle River, NJ 07458
[32] Negnevitsky M., ***Artificial Intelligence: A Guide to Intelligent Systems***, Addison Wesley, Harlow, England, 2002
[33] Russel S., Norvig P., ***Artificial Intelligence: A Modern Approach (The Intelligent Agent Book)***, Second edition.
[34] ***Fuzzy Logic Toolbox. User's Guide for Use with MATLAB***, MathWorks Inc., 1998.
[35] Beale M., Hag M., Demuth H., ***Neural Networks Toolbox. User's Guide***, MathWorks Inc., 2011.
[36] **MATLAB – *Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox. User's Guide***, Mathworks, Inc., 2004.

Автор: Снежана Йорданова, професор, д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет "Автоматика", Технически Университет - София, E-mail address: *sty@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

РАЗМИТ СУПЕРВАЙЗОР ЗА НЕЛИНЕЙНА САМОНАСТРОЙКА НА РЕГУЛАТОРИ ПРИ РАБОТА В РЕАЛНО ВРЕМЕ

Снежана Йорданова, Владимир Янков

Резюме: *Разработен е метод за синтез на размити супервайзори (РСи) за нелинейна он-лайн самонастройка на основните регулатори в системи за управление. РС адаптира определени параметри на основния регулатор, за да се оптимизират избрани показатели на качеството на процесите, които текущо се изчисляват на база на надеждни измервания на променливи по време на работа на системата в реално време. Методът е приложен при регулиране на температурата в лабораторна сушилня с три типа ПИ основни регулатори – линеен, Мамдани скоростен РР и РР с паралелно разпределена компенсация. Изследването в MATLAB реално време на системите с РСи показва намаляване на консумираната енергия, пререгулирането и времето за регулиране.*

Ключови думи: *експерименти, лабораторна сушилня, нелинейна оптимизация на показатели, размит супервайзор, реално време, самонастройка*

FUZZY SUPERVISOR FOR NONLINEAR SELF-TUNING OF CONTROLLERS IN REAL TIME OPERATION

Snejana Yordanova, Vladimir Yankov

Abstract: *An approach for the design of fuzzy logic supervisors (FLSs) for nonlinear on-line self-tuning of the basic controllers in control systems is developed. The FLS adapts selected basic controller's parameters in order to optimize given closed loop system performance measures, which are currently computed from reliable variables measurements during the real time system operation. The approach is applied for the control of the temperature in a laboratory dryer using three types of PI basic controllers – linear, Mamdani incremental FLC and parallel distributed compensation on the basis of Takagi-Sugeno-Kang (TSK) plant fuzzy model. The MATLAB real time investigation of the closed loop systems with the FLSs shows significant reduction of the energy consumed, the overshoot and the settling time.*

Keywords: *experimentation, fuzzy logic supervisor, laboratory dryer, nonlinear performance optimization, real time, self-tuning*

1. Introduction and State-of-the-Arts

Most plants feature model uncertainties, variable parameters, nonlinearities, inertia, etc. Linear controllers satisfy the contemporary high demands for their control in a close area around a given operation point. Fuzzy logic controllers (FLCs) outperform

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

their linear counterparts in system performance, robustness, smooth energy efficient control, simple structure and computations that ease the industrial real time implementations [1]. Both linear classical and modern FL controllers have standard design and develop to improve their real time on-line self-tuning and adaptation in order to respond to plant changes and keep the high system performance demands.

Fuzzy logic (FL) has proven its superiority over the classic control techniques in building FLCs and also on-line adaptation, estimation and observation mechanisms for both linear and FL controllers. Industrial companies develop FLC in programmable logic controllers (PLCs) [2] and also supply their linear controllers with extensions for fuzzy assisted auto-tuning [3-5].

FLCs enhance their limited tuning and adaptation facilities by integration with artificial neural networks (ANNs) [1, 6, 7] and genetic algorithms (GAs) [8-11]. ANN training and GA optimization are successful mainly off-line. The ANN can learn time-invariant nonlinearities and to generalize while the GA optimizes system performance within the fitness function accepted, tuning parameters and their bounds selected and the experimental data used. The results for both techniques depend on the richness of the training sample in variety and number and the proper pre-processing of experimental data (noise filtration, scaling, exclusion of correlated data, etc.) as well as on a number of subjective decisions about ANN architecture, training, etc., and GA parameters, training method, fitness function (plant model, observation data, etc.), tuning parameters and their bounds, etc. In real time there is a lot of correlated data and ambiguity in experimental data – unknown disturbances cause to use different control actions to equivalently compensate the system error. ANN model and GA optimize a controller for a specific type, magnitude and order of system reference changes, not accounting for immeasurable disturbances. The real world system has an infinite variety of operation modes and disturbances. Collecting rich training and optimization sample is time-consuming.

Therefore the research efforts have recently been focused on adaptive FLC-based controllers. A variety of methods have been developed to improve both linear and FL controllers' tuning and adaptivity:

- FL gain scheduling control for FLC coarse and fine scaling factors (ScFs) [12] and PID parameters tuning [13];
- A self-organizing fuzzy (SOF) control with two-level structure for tuning the rules of a FLC [14] and adjusting the gains of a PID controller during system operation on the basis of a complex fuzzy decision mechanism [15];
- Reference models on adaptive neuro-fuzzy structures [7], etc.

FL supervisors (FLSs) for nonlinear self-tuning of controllers' parameters mainly ScFs for FLCs and gains for linear controllers is the most widely spread approach in industrial practice for its simplicity, reliability and easy universal solution to making a system adaptive and to embedding both the controller and the supervisor in industrial PLCs. Inputs to the FLS are usually the system error $e(t)$ and its derivative $\dot{e}(t)$ or computed on their basis performance measures. The output of the FLS leads to:

a) ScFs optimization - in experiments by Taguchi experiments design method [16], on-line in the range of the stability margins [6, 17-20]

b) tuning other parameters - the weight of reference in the error in the proportional component of the PID controller [21], a parameter in a derived Ziegler–Nichols (Z-N) like relationship [22]

c) tuning MIMO controllers to compensate interaction between loops and nonlinearity - FLCs in an air-conditioning system [23], PI controllers' set points for an evaporator [11]

d) linear controllers' tuning - in various applications [24, 25], based on dead-beat control principle and a fuzzy predictor of the control action in order to reach a zero error at the next sampling instant [26], on-line [20, 27] with FLS structure determined to minimize system error, derivative of error, control effort and overshoot.

Different FLS's parameters (MFs number, peaks and parameters, rules and their number, ScFs, weights, etc.) are usually GA optimized on-line or off-line: 1) FLSs for PI/PID FLCs auto-tuning [8]; 2) FLSs for PID auto-tuning employing various fitness functions - systematically determined in a multi-objective optimization as a weighted sum of criteria [9], defined on system performance and energy efficiency measures [27]; IAE (integral absolute error) [21], ISE (integral squared error) [11], based on integral squared relative error and control action and an estimate of the maximal overshoot with application to level control [8], etc. In off-line mode GA uses system simulation and a plant model, in on-line – there are restrictions related to ensuring system stability, reduction of the time for tuning by evaluation of the fitness function from one experiment for a small population size and a small number of generations.

Common deficiencies of these approaches are: 1) intuitive and specific FLS design; 2) complex control algorithm; 3) high computational resources used which hinders PLC completion for real time applications; 4) extra time-variance introduced; 5) difficult tuning of the FLS.

The aim of the present research is to develop an approach for design of FLSs for nonlinear on-line auto-tuning of various linear and fuzzy logic-based main controllers in control systems of inertial plants in order to improve system performance and preserve it at plant changes.

The approach considers different main controllers in the system - linear such as ordinary PI/PID, Smith predictor, internal model controller (IMC), multivariable, etc., and main FLCs – Mamdani or Sugeno PI/PID [1, 6], on the basis of PDC-TSK (parallel distributed compensation (PDC) and Takagi-Sugeno-Kang (TSK) plant model) [28-31], multivariable FLC [23], etc.

Performance measures or their combinations (i.e. the ratio of plant output and reference) with defined universes of discourse and normal term comprise the FLS's inputs. The FLS's outputs are gains used for on-line correction (functional, additive or multiplicative) of the main controller's parameters. For main FLC the tuning of the ScFs is preferred as it has the effect of adaptation of MFs, fuzzy rules and signal resolution [12]. In this case standard empirical MFs and rules are used thus simplifying the FLS design and tuning. The linear controller's gains or the FLC's ScFs to be on-line auto-tuned via the correction gains are selected on the basis of the greatest impact on system performance and the possibility to determine their margins from system stability margins demands and their normal terms. The system performance measures or their combination are computed or estimated on the basis of reliable measured variables

such as current error, derivative of error, control rate, plant output, reference, energy consumption, etc. So, the design of the FLS is to ensure an on-line multi-criteria dynamic system performance optimization by a proper selection of assessed system performance related inputs and of output corrections of the controller's gains or ScFs.

2. Preliminaries and Problem Formulation

The approach to be developed in fulfillment of the aim stated is based on assembly and generalization of the methods suggested in [6, 8, 18-20, 23, 27].

The general block diagram of the system with main controller and FL-based supervisor for its on-line auto-tuning is shown in Fig.1, 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 disturbances.

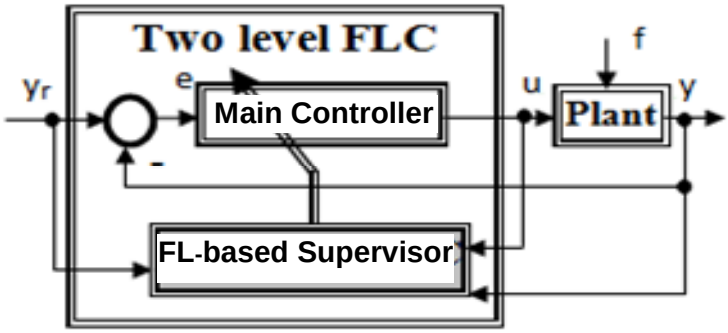


Fig.1. Block diagram of a closed loop system with FLS

The main controller can be a linear with standard PI/PID algorithm, IMC, Smith predictor or other, shown with the block diagram in Fig.2, or FL-based with single or two-inputs, shown in Fig.3.

The tuning parameters are indicated with arrows, the linear plant model is represented by the transfer function with time delay $P_o(s)e^{-\tau s}$, (K_i^o, T_i^o, τ_i^o) are the parameters of the i-th local Ziegler-Nichols linear plant model in the TSK representation of the initial nonlinear plant.

The FLCs are selected to have standard MFs, easy derivation of standard rule bases, simple structures, algorithm, design and tuning in order to be PLC completed.

The main Mamdani/Sugeno FLCs consist of a fuzzy unit (FU) with normalized in the range [-1, 1] input/s, pre- and post-processing. The two-input (2I) PD and

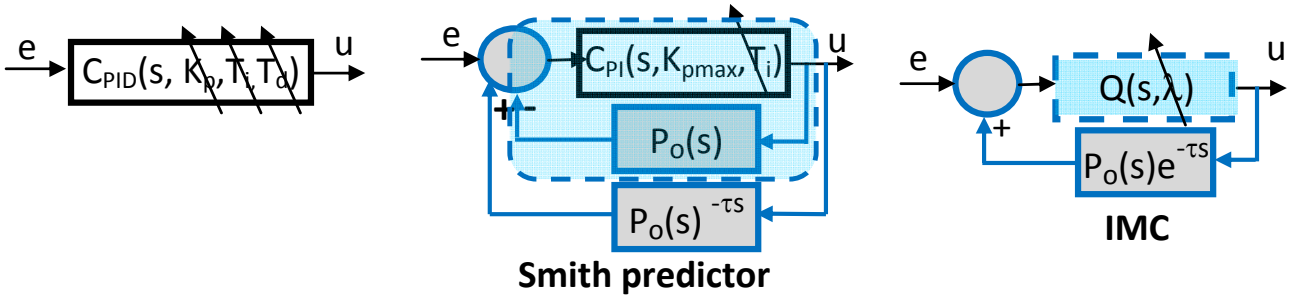


Fig.2. Block diagrams of main linear PI/PID controller, Smith predictor and IMC

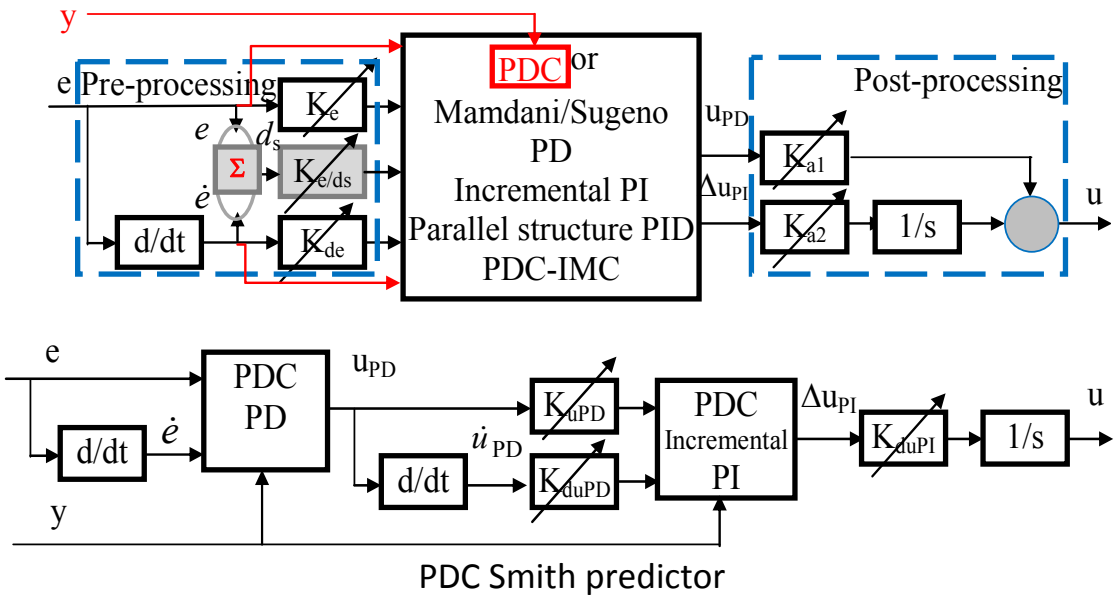


Fig.3. Block-diagrams of main PI/PID FLCs – Mamdani, PDC, PDC-Smith predictor and PDC-IMC - equivalent to PDC-incremental PI with rules

R_i: IF $y(t)$ is LY_i **THEN** $\dot{u}_i(t) = T_i^o/(\lambda_i K_i^o)\dot{e}(t) + 1/(\lambda_i K_i^o)e(t)$

incremental PI FLCs have the normalized by K_e and K_{de} system error e_n and the derivative of error $\dot{e}_n$ as FU inputs. The same single input (SI) FLCs use the signed distance d_s or the error as an input. The PD FLC has a proportional post-processing K_{a1}, while the incremental PI FLC– integrating with gains K_{a1}. The PDC-TSK main controllers have input $y(t)$ that determines the operation point and recognizes the linearization sub-domain. The parameters accepted here for auto-tuning are the ScFs – the pre- and the post-processing gains.

It is assumed that the main controllers are tuned to ensure closed loop system stability using various tuning methods and criteria. The system stability is also preserved for a given range of changes in the tuning parameters.

The problem is to design a second (master) level FL-based supervisor to optimize on-line system performance by auto-tuning selected main controller's gains using standard rules and MFs, on-line measurements, simple structure and calculations in order to be effective in real time operations and embedded together with the main controller in a PLC's algorithm.

3. Design of Fuzzy Logic Based Supervisor

In Fig.4 is shown a general structure of MIMO FLS and examples to illustrate variety of combinations in use of main controllers – 2I FLC and PDC (for linear PID it can be considered that that the tuning parameters K_p, K_i and K_d will correspond to the ScFs - for instance K_i-K_e, K_p-K_{de}, K_a), FLS structures, types of correction and FUs.

The procedure for the FL-based supervisor design consists of the following stages.

Input data:

Determined tuned main controller and variable measurements

I. Design of FLS structure

I.1 Definition of system performance estimates, based on available noise-free reliable measurements, with clearly defined universe of discourse and normal term

and convenient for on-line computation and use

The performance estimates can include:

- a single performance measure – absolute such as settling time t_s, rising time t_r, maximal deviation y_m, error e, derivative of error $\dot{e}$, control effort u, control rate Δu, etc., or relative such as overshoot σ, relative error with respect to reference y_m, etc.

- an integral performance indicator – computed for some period of time ISE or relative ISE with respect to reference, IAE, integral of control action or relative to maximal control action, etc.

- a combination or a function of performance measures and restrictions to signals and parameters

I.2. Investigation of impact of main controller's gains/ScFs on various defined performances for high/low sensitivity, correlation, contradiction or exclusion effects

I.3. Selection of the type of correction of main controller's gains/ScFs- additive, multiplicative or functional

I.4. Selection of performance estimates for FLS inputs and correction gains for outputs

II. Design of the FU of the FLS

II.1. Determination of the FU type –FU of several independent SISO FUs for each input-output or equivalent MIMO FU with independent rules for the separate input-output channels or one or several 2I SO FUs coupled inputs-outputs

II.2. Determination of a minimal possible number of standard MFs in the known range of the selected performance estimates with defined normal term

II.3. Derivation of the rule base for each FU or selection of proper standard rule base according to the desired relationship inputs-outputs

II.4. Empirical tuning of the FU scaling gain K_s

III. Connection of FLS to closed loop system main controller – processing of measurements, computation of performance estimates – FUs inputs, computation of gains/ScFs corrections from FUs outputs.

4. Application of the FLS Design for Temperature Control

The developed FLS design procedure is applied for the real-time control using MATLAB ™-Simulink [32] of the air temperature in a laboratory dryer [6]. The plant is experimentally studied - Fig.6, and three linearization sub-domains distinguished.

FLS on one 2I FU, shown in Fig.4b, is designed for four different types of main controllers:

- main incremental PI 2I FLC (the main FLC in Fig. 4d) and FLS for K_a auto-tuning

- main incremental PI PDC-TSK and a FLS for K_a auto-tuning, all shown in Fig.4b

- main linear PI and FLS for auto-tuning of K_p and K_i.

The main controllers' gains are determined in the following way. Differentiator $K_d \frac{T_d s}{T_d s+1}$ yields $\dot{e}$. The FLS tuning gain K_s is empirically obtained.

The PI 2I FLC tuning parameters in the pre- and post processing are computed from robust performance requirement [6,20] $\mathbf{p}_{FLC}=[T_d=3, K_d=50, K_a=0.05]$, the ScFs

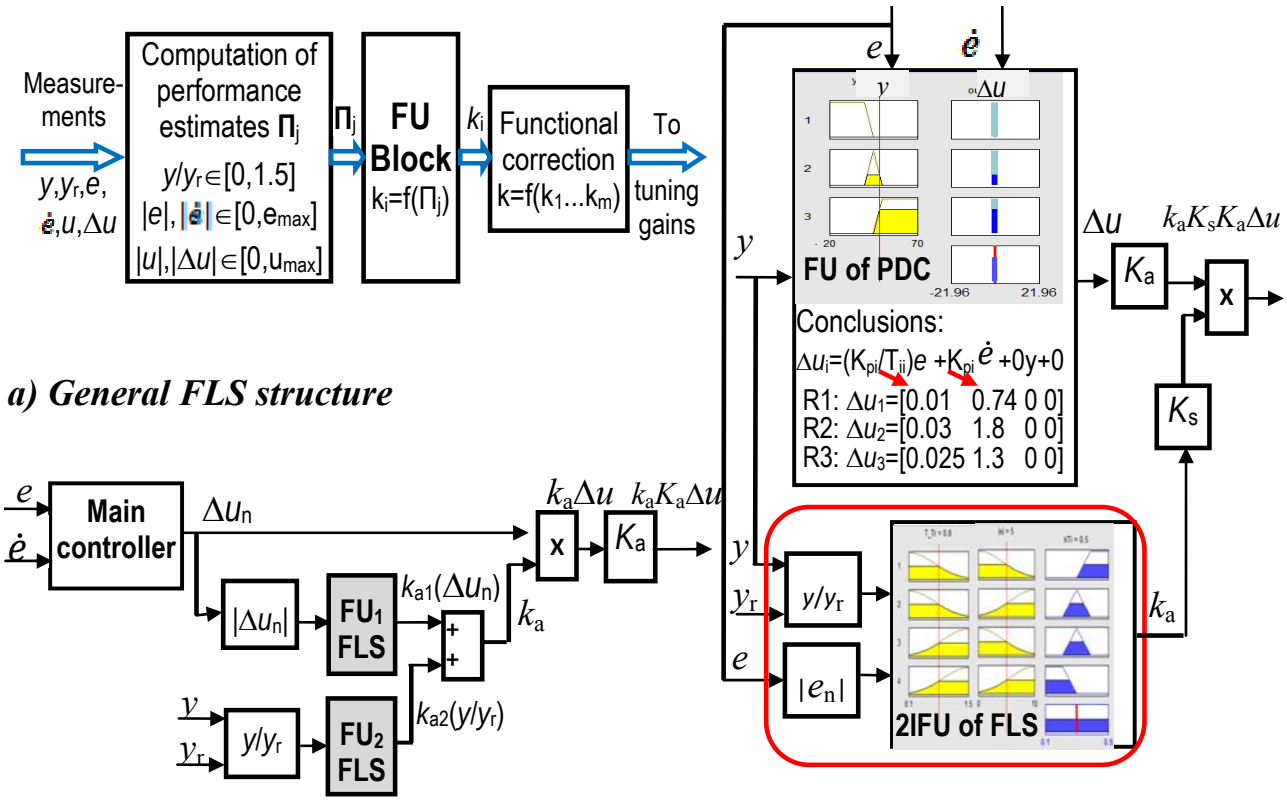


Fig.4. FLS structures

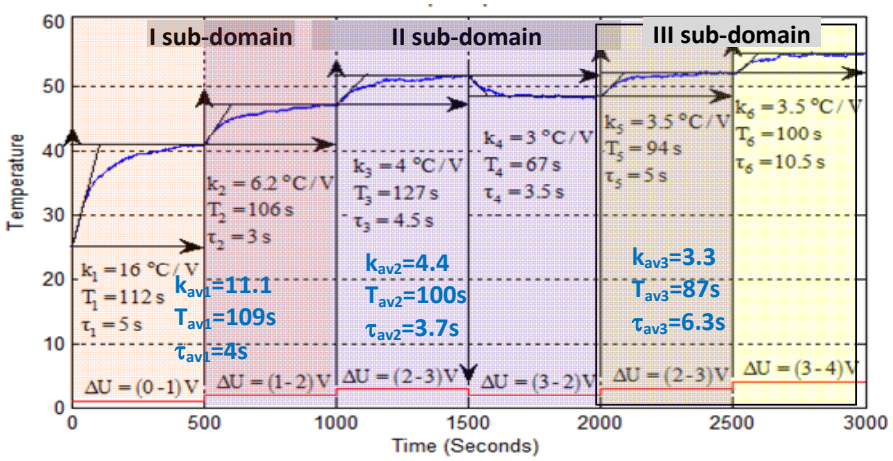


Fig.5. Experimental plant step responses

(Z-N plant average parameters k_{av}=6,T_{av}=101,τ_{av}=5.25)

are $K_e=K_{de}=1/|e_{max}|=0.1$, $K_s=3.7$.The linear local controllers' parameters of the PDC conclusions in the rules, given in Fig.4b, are computed for each of the linearization domain from average Z-N linear local plants parameters and engineering formulae that ensure minimal t_s and σ, $K_s=2$. The linear PI controller parameters $\mathbf{p}_{PI}=[K_p=0.41, T_i=49]$ are computed via an off-line GA multi-objective optimization using TSK plant model and a fitness function integral relative square error [27], $K_{sp}=1$, $K_{sTi}=2$.

The controllers with the FLS are programmed in a Simulink model, which reads measurements from temperature transmitter and sends control action after a pulse-width modulation via an interfacing board a solid state relay that controls the duration of connecting the electrical heater and the fan of the dryer to the mains voltage.

The real time experimentation of the three systems with the designed 2I FLS covers investigation of step responses in temperature and control action in different operation points of systems with and without supervisor, shown in Fig.6. In Table 1 the systems are compared by integral performance measures related with the dynamic accuracy IAE and energy consumption, estimated by the integral absolute control action IAU.

The analysis shows that the linear and the PDC PI systems without supervisor are very good with respect to IAE due to the good initial tuning. The FLS contributes to reduce the overshoot, the control action peaks and the indicator for energy consumption IAU and also to improve system robustness making step responses almost identical in all operation points despite the plant nonlinearity expressed in the different Z-N model parameters. PI PDC is the most positively affected by FLS with respect to IAE, smoothness of U and IAU. Further improvements are possible via GA optimization of initial main FLCs' and FLS's gains like with the linear PI controller.

5. Conclusions

The main results in the present research conclude to the following.

A design procedure for simple FL-based supervisor for PLC completion is developed for nonlinear auto-tuning the gains and the ScFs of main controllers. It improves system performance and robustness and produces a smooth and energy efficient adaptive control action. The procedure and the systems with the designed

Table 1 Comparison of designed systems

Temperature step responses performance in different operation points							
Type of PI controller	IAE / IAU						∑IAE / ∑IAU
	References						
	25-35,[°C]	35-40,[°C]	40-50,[°C]	50-45,[°C]	45-55,[°C]	55-50,[°C]	
2I FLC	586 / 287	333 / 511	1069 / 1165	410 / 725	1127 / 1552	449 / 1067	3974 / 5307
2I FLC & 2I FLS for K_a	534 / 348	328 / 551	841 / 1184	309 / 695	929 / 1586	357 / 1023	3298 / 5387
PDC	182 / 312	148 / 568	421 / 1267	212 / 730	261 / 1863	147 / 1070	1371 / 5810
PDC & 2I FLS for K_a	268 / 319	164 / 546	502 / 1269	212 / 739	213 / 1803	173 / 1041	1532 / 5717
Lin	176 / 305	111 / 498	250 / 1243	160 / 671	310 / 1670	165 / 974	1172 / 5361
Lin & 2I FLS for K_p&T_i	287 / 271	241 / 488	695 / 1148	371 / 699	864 / 1533	445 / 1026	2894 / 5165

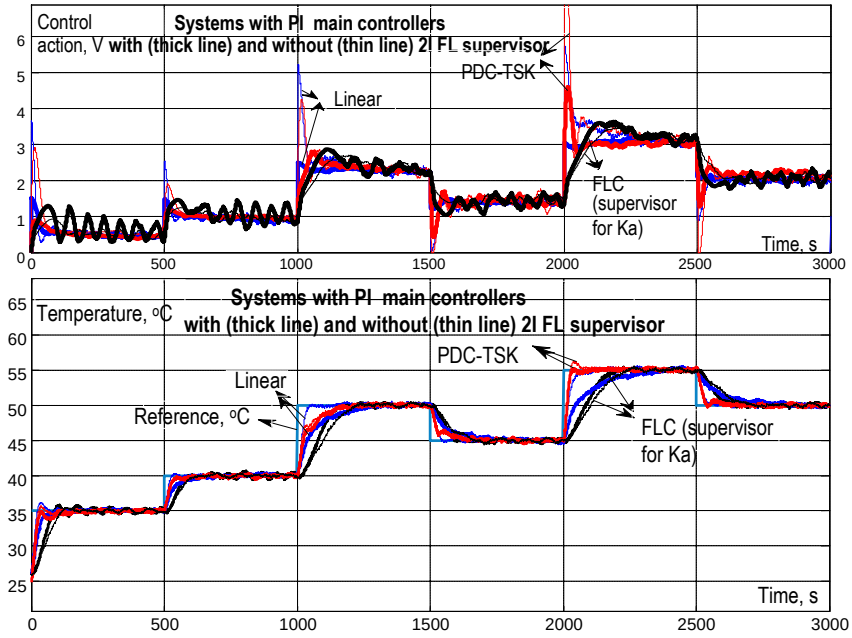


Fig.6. Experimental systems step responses – control action and temperature

FLS are tested for the air temperature control in a laboratory dryer using main PI linear, PDC and 2I FLC. The future work will focus on the FLS embedding in a PLC.

References

[1] Jantzen J., ***Foundations of Fuzzy Control***, John Wiley & Sons Inc., 2007

[2] ***SIMATIC S7 Fuzzy Control. User's Manual***, Siemens AG.

[3] ***Auto-tune PID Temperature Controller. Fuzzy Logic plus PID Microprocessor-based Controller Series***, BRAINCHILD Electronic Co., Ltd., 2003

[4] ***Auto-tune Fuzzy PID Process Temperature Controller***, Manual TEC-220/920 Revision 12/2012 – TEC-220 and TEC-920, TEMPCO Electrical Heater Corporation,

[5] ***Future Design Controls***, Inc. - *http://www.futuredesigncontrols.com/*

[6] Yordanova S., ***Methods for Design of Fuzzy Logic Controllers for Robust Process Control***, KING, S., 2011, 344. (in Bulgarian)

[7] Hwang C-L, Chang L-J. (2007), ***Fuzzy Neural-based Control for Nonlinear Time-Varying Delay Systems***, J. IEEE Trans.Syst., Man, & Cybern. - Part B, vol. 37, No 8, 2007, pp. 1471-1485

[8] Yordanova S., Georgieva A. (2013), ***Genetic Algorithm based Optimization of Fuzzy Controllers Tuning in Level Control***,Electrotechnica and Electronica,vol.48,No9-10, 2013,pp.45-51.

[9] Wu C-J., Ko C-N., Fu Y-Y., Tseng C-H. (2009), ***A Genetic-based Design of Auto-tuning Fuzzy PID Controllers***, Int. J. Fuzzy Systems, vol. 11, No 1, 2009, pp. 49-58

[10] Kumar B.,Dhiman R.(2011),***Optimization of PID Controller for Liquid Level Tank System Using Intelligent Techniques***,Canadian Journal on EEE,vol.2,No11, 2011,pp.531-535

[11] Rohmanuddin M., The H., Itoh K., Ohtani T., Ahmad A., Nazaruddin Y., Sitompul J. (2000), ***Fuzzy High-Level Control of a Nonlinear MIMO Plant in a PID System Environment and its Parameter Tuning Using Genetic Algorithm***, Proc. 4th World CSCC, Athens, 2000

[12] Li H.-X., Tso S.K. (1999), ***A Fuzzy PLC with Gain-Scheduling Control Resolution for a Thermal Process – A Case Study***, J. Control Eng. Practice, No 7, 1999, pp. 523-529.

[13] Zhao Z.-Y., Tomizuka M., Isaka S. (1993), ***Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers***, J. IEEE Trans. Syst., Man, & Cybern., vol. 23, No 5, 1993, pp. 1392–1398

[14] Lu Qing, Mahfouf M. (2010), ***A Model-Free Self-organizing Fuzzy Logic Control System Using a Dynamic Performance Index Table***, J. Trans.of the Institute of Measurement and Control, vol. 32, No 1, 2010, pp. 51-72

[15] Kazemian H.K. (2001), ***Comparative Study of a Learning Fuzzy PID Controller and a Self-tuning Controller***, J. ISA Transactions, No 40, 2001, pp. 245-253

[16] Akkizidis I.S., Roberts G.N., Ridao P., Batlle J. (2003), ***Designing a Fuzzy-like PD Controller for an Underwater Robot***, Control Eng. Practice, No 11, 2003, pp. 471-480
[17] Mudi R. K., Pal N. R. (2000), ***A Self-tuning Fuzzy PI Controller***, J. Fuzzy Sets and Systems, vol. 115, No 2, 2000, pp. 327-338
[18] Yordanova S. (2004), ***Fuzzy Two-Level Control for Anaerobic Wastewater Treatment***, Proc. 2nd Int. IEEE conf. "Intelligent Systems", vol. I, Bulgaria, 2004, pp. 348-352.
[19] Yordanova S., Tsekova R., Tabakova B., Mladenov V. (2007), ***MATLAB Real-Time Two-level Fuzzy Control of Nonlinear Plant***, Proc.11th WSEAS Int. conf. on Systems,Crete,2007, pp.183-188.
[20] Yordanova S., Yankov V. (2013), ***Design and Implementation of Fuzzy Two-level Control***, Proceedings of TU-Sofia, vol. 63, No 1, 2013, pp. 79-88
[21] Visioli A. (1999), ***Fuzzy Logic based Set-point Weight Tuning of PID Controllers***, J. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - part A, vol. 29, No 6, 1999, pp. 587-592
[22] He S.-Z., Tan S., Xu F.-L. (1993), ***Fuzzy Self-tuning of PID Controllers***, J. Fuzzy Sets and Systems, vol. 2, 1993, pp. 37–46
[23] Yordanova S., Merazchiev D., Jain L. (2014), ***A Two-variable Fuzzy Control Design with Application to an Air-Conditioning System***, IEEE Transaction on Fuzzy Systems, doi 10.1109/TFUZZ.2014.2312979, 2014. (to appear)
[24] Zheng J. Zhao S., Wei S. (2009), ***Application of Self-tuning Fuzzy PID Controller for a SRM Direct Drive Volume Control Hydraulic Press***, J. Control Eng. Practice, No 17,2009,pp.1398-1404
[25] Ghaffari A., Shamekhi A.H., Saki A., Kamrani E. (2008), ***Adaptive Fuzzy Control for Air-Fuel Ratio of Automobile Spark Ignition Engine***, Proc. World Academy of Science, Engineering and Technology, vol. 48, 2008, pp. 284-292
[26] Bandyopadhyay R., Patranabis D. (2001), ***A New Auto-tuning Algorithm for PID Controllers Using Dead-Beat Format***, J. ISA Transactions, No 40, 2001,pp.255-266
[27] Yordanova S. (2014), ***Intelligent Approaches for Linear Controllers Tuning with Application to Temperature Control***, Journal. of Intelligent and Fuzzy Systems, 2014. (to appear)
[28] Tanaka K., Wang H. O., ***Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach***, John Wiley & Sons, Inc., 2001
[29] Yordanova S. (2009), ***Lyapunov Stability and Robustness of Fuzzy Process Control System with Parallel Distributed Compensation***, J. Inf. Technologies and Control, No 4, 2009, pp. 38-48
[30] Yordanova S., Tashev T. (2012), ***Fuzzy Internal Model Control of Nonlinear Plants with Time Delay based on Parallel Distributed Compensation***, J. WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 2, vol. 11, 2012,pp. 56-64
[31] Yordanova S. (2012), ***Fuzzy Smith Predictor for Nonlinear Plants with Time Delay based on Parallel Distributed Compensation***, Proceedings of TU-Sofia, vol. 62, No 2, 2012, pp. 15-24
[32] ***Fuzzy Logic Toolbox User's Guide for Use with MATLAB***, MathWorks, 1998

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

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Prof. D.Sc. Emil Nikolov

ДВУСТЕПЕННО РЕПЕТИТИВНО УПРАВЛЕНИЕ
Част I Филтри

Нина Николова

Резюме: *Репетитивното управление е стратегия за противодействие на сигнални периодични смущения от системата за управление, при точно известна стойност на периода им. За подобряване на качеството и робастното качество на системата за управление могат до бъдат използвани т.н. двустепенни репетитивни системи* (*DSRC - Dual-Stage Repetitive Control*). *В настоящата работа се предлагат и анализират две основни структури на двустепенни DSML* (*Dual-Stage Memory Loop*) *-контури с памет, както и техни модифицирани структури.*

Ключови думи: *репетитивно робастно управление, робастни устойчивост и качество, двустепенно репетитивно управление.*

DUAL-STAGE REPETITIVE CONTROL
Part I Filters

Nina Nikolova

Abstract: *Repetitive Control is a 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 and robust performance of the control system DSRC* (*Dual-stage repetitive control*) *systems can be used. In the present work two main and their modifed structures of the DSML* (*Dual-Stage Memory Loop*) *are proposed and analyzed.*

Keywords: *Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Dual- Stage repetitive control*

1.Въведение

Репетитивното управление [1]÷[5] се базира на принципа на вътрешния модел, където към основния регулатор в системата за управление се добавя ***ML-***филтър **(*Memory Loop*)**. Този подход е подходящ за използване, когато траекторията на заданието е с периодичен характер или системата е „атакувана" от периодични смущаващи въздействия. В сравнение със системите реализирани с ПИ или ПИД регулатори, при репетитивното управление грешката от проследяване на траекторията на системата намалява, когато се увеличат броя работни цикли на системата. Напоследък репетитивните регулатори се използват за преодоляване

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

на проблемите при препълване на дискови системи, както и при електронните микроскопи. Някои от основните предимствата на ***ML-***филтрите са, че могат да се добавят директно в съществуващи системи за управление без да се налага пренастройка на съществуващите контролери. Репетитивното управление може да бъде приложено, както цифрово (напр. във високоскоростни системи), така и в аналоговите вериги. Сравнено с моделно базираните подходи за управление, където се изискват сравнително точни модели на динамиката и нелинейностите, за прилагане на репетитивното управление трябва само точно познаване на периода T_p на зададената траектория (периодичното смущение). При проектирането и приложението на това управление основно предизвикателство са устойчивостта, робастността и точното следене на заданието в установен режим.

Базовият ***ML-***контур в репетитивната система за управление е режекторен филтър, за честота $\omega_p = 2\pi / T_p$, към хармонични сигнали с период T_p. Той съдържа модел на закъснението e^{-pT_p} (фиг.1) и „запаметява" честотата на режетирането ω_p. За филтъра са в сила зависимости (1)÷(5).

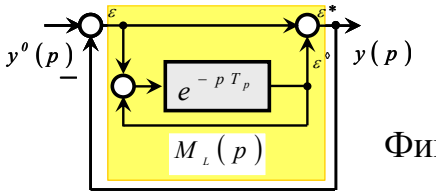
$$\varepsilon^*(p) = \varepsilon(p) + \varepsilon^{\Diamond}(p) \qquad (1)$$

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

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

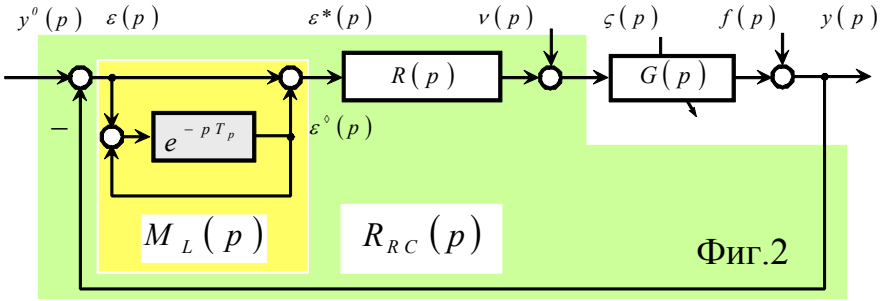
$$\Phi_{ML}(p) = \frac{y(p)}{y^0(p)} = \frac{1 \Big/ \left(1 - e^{-pT_p}\right)}{1 + 1 \Big/ \left(1 - e^{-pT_p}\right)} \qquad (4)$$

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



Фиг.1

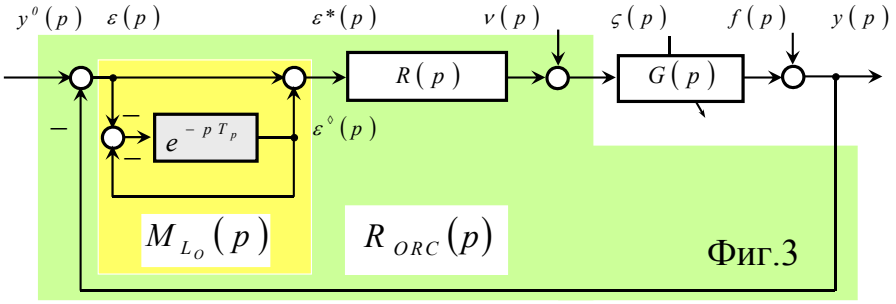
В репетитивната система за управление (фиг.2) регулаторът R_{RC} се състои от базов регулатор $R(p)$ и ***ML-***контур $M_L(p)$.



Фиг.2

Конвенционалните репетитивни системи ***RC*** **(*Repetitive Control*)** с ***ML-*** филтър [1]÷[5]**,** (фиг.2) противодействат и на четните, и на нечетните хармоници на периодичните сигнални смущаващи въздействия върху системите. В литературата

[8]÷[10] са познати и системи противодействащи само на нечетните хармоници на сигналните смущения - ***ORC* (*odd-harmonic Repetitive Control*)** (фиг.3) с ***OML-* (*odd-harmonic Memory Loop*)** филтър $M_{L_O}(p)$**.**



Фиг.3

Освен показаните два подхода за репетитивно управление съществува и друг подход за подобряване на робастните свойства на системите за управление, а именно чрез използване на два каскадно свързани ***ML-*контура** - т.н. двустепенни ***DSML*-контури с памет (*Dual-Stage Memory Loop*)** [11]÷[12]. Системите използващи този подход за репетитивно управление се наричат двустепенни репетитивни системи (***DSRC - Dual-Stage Repetitive Control*)**. Въпросните структури, давайки по-голямо усилване на висшите хармоници на зададената траектория и намалявайки функцията на чувствителност за тези честоти, водят както до подобряване на работата на системата, така и до осигуряване на нейните робастни свойства. Тези филтри, също както и базовите, могат да се включат директно към вече съществуваща система за управление.

В настоящата разработка се предлагат и анализират модифицирани ***DSRC-*** и ***DSORC-*** системи за робастно двустепенно репетитивно управление.

2. Цел и задачи на разработката

Целта на настоящата разработка е да се**:** ● синтезира нови два класа (***DSML*** и ***DSOML***) репетитивни филтри с памет**;** ● проектира нов клас системи за управление, които да са с подобрени робастни свойства и ефективно да филтрират влиянието на периодичните смущения $\vartheta_p = [f, \upsilon]^T$ върху регулируемата величина y на системата. Задачите, поставени пред разработката в изпълнение на тази цел, са да се: ● предложат функционална структура и съответстващи методи за синтез на двустепенни репетитивни ***DSML-*** и ***DSOML*-филтри с памет**; ● моделират и симулационно анализират техните динамични характеристики; ●да се синтезират двустепенни ***DSRC-*** и ***DSORC-*** системи за управление използващи предложените филтри; ●синтезираните системи да се моделират и анализират в сравнителен план.

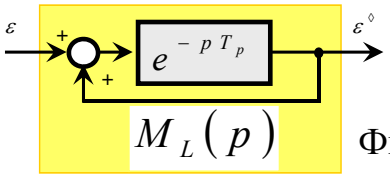
Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Настоящата е първата и обхваща въведението, моделирането и анализа на характеристиките на двустепенни репетитивни ***DSML-*** и ***DSOML*-филтри с памет**. Във втората част са представени резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на двустепенни ***DSRC-*** и ***DSORC-*** системи за управление, заключението и библиографията.

3. Двустепенни репетитивни системи за управление

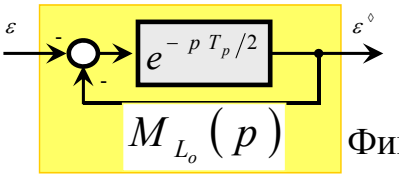
На фиг.4 са показани базовите ***ML-***филтри, за които са в сила зависимостите:

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

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



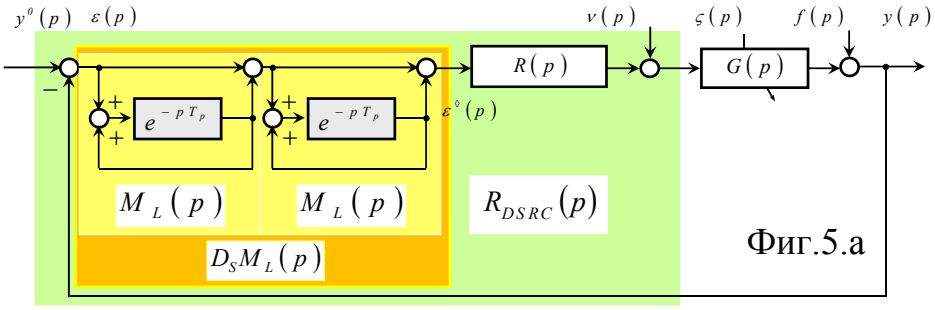
Фиг.4.а



Фиг.4.б

За да се гарантира постигане на робастни свойства от системата за управление е необходимо чувствителността на системата за управление да се направи колкото се може по-малка за основните и висшите хармоници на заданието. Един възможен подход би бил този да се свържат каскадно два базови ***ML*** филтъра с памет, като по този начин функцията на чувствителност на репетитивната система ще се повдигне на квадрат (***DSML***-контур в двустепенна ***DSRC-*** репетитивна система, фиг.5.а), (8), [11]÷[12].

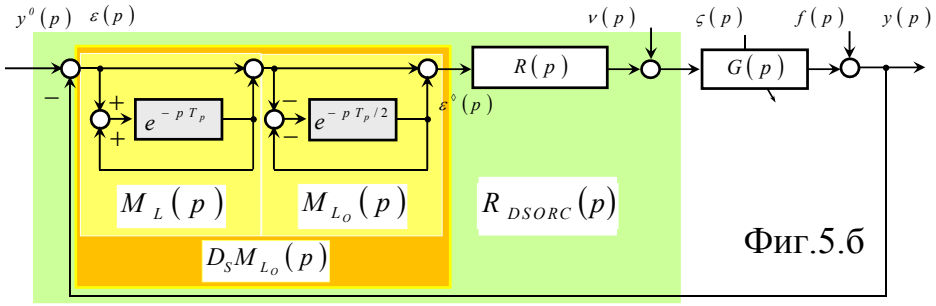
$$D_S M_L(p)=\left(\frac{1}{e^{-pT_p}-1}+1\right)^2=\left(\frac{e^{-pT_p}}{e^{-pT_p}-1}\right)^2 \tag{8}$$



Фиг.5.а

Като се свържат каскадно два ***ML-*** филтъра с ефекта от повдигане на квадрат ще се намали амплитудата на функцията на чувствителността на системата за хармониците на заданието и по този начин ще подобри работата на стандартната репетитивна система. За съжаление ефектът, приложен към всички хармоници, може да доведе до загуба на робастност. По-точно при зададена траектория само на нечетни хармоници (например трионообразен сигнал) високото усилване за четните хармоници ще влоши работата на системата. За да се преодолее този проблем двустепенният ***DSML*** филтър с памет може да бъде подобрен, ако се направи каскадно свързване на едностепенен филтър с памет и ***OML*** филтър с

памет на нечетни хармоници (***DSOML***-контур в двустепенна ***DSORC-*** репетитивна система, фиг.5.б), (9), [11].



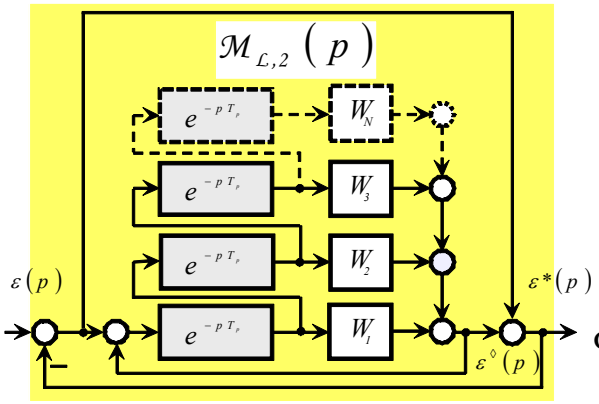
Фиг.5.б

4. Модифицирани двустепенни *DSML*- и *DSOML*- филтри

В литературата [5], [8] са познати и вариации на ***ML-***структурата, една от които е визуализирана на фиг.6. Тази структура ($\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}$ (10)) осигурява разширение на честотната лента на отсичане чрез последователно-паралелно включване на m-броя ($m = 2,3,4,....$) звена със закъснение e^{-pT_p}. В сила е изискването (11) за модулите $|W_k|$ на еднотипните инерционни звена (фиг.6).

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

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



Фиг.6

В настоящата разработка се предлагат нови модифицирани варианти на структурите на двустепенните ***DSRC-*** и ***DSORC-*** репетитивни системи за управление, базирани на $\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}$ (10) и $\mathcal{M}_{\mathcal{L}_O,2}$ (12) и визуализирани на фиг.7, за които са валидни зависимостите (13)÷(14).

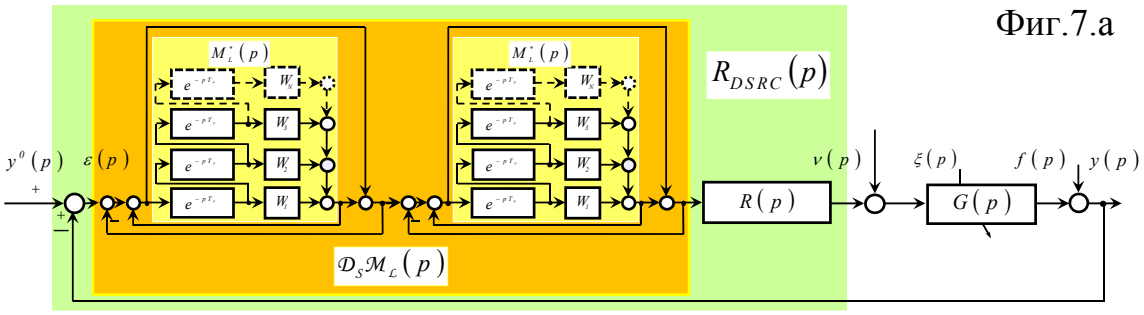
$$\mathcal{M}_{\mathcal{L}o,2}(p) = -k_o \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-p\,k\,T_p/2} \left(1 + \sum_{k=1}^{m} W_k(p)\, e^{-p\,k\,T_p/2}\right)^{-1} \tag{12}$$

$$\mathcal{D}_S\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(p)=\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(p).\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(p)=\left(2-\sum_{k=1}^{m}W_k(p)\,e^{-p\,k\,T_p}\right)^{-2} \tag{13}$$

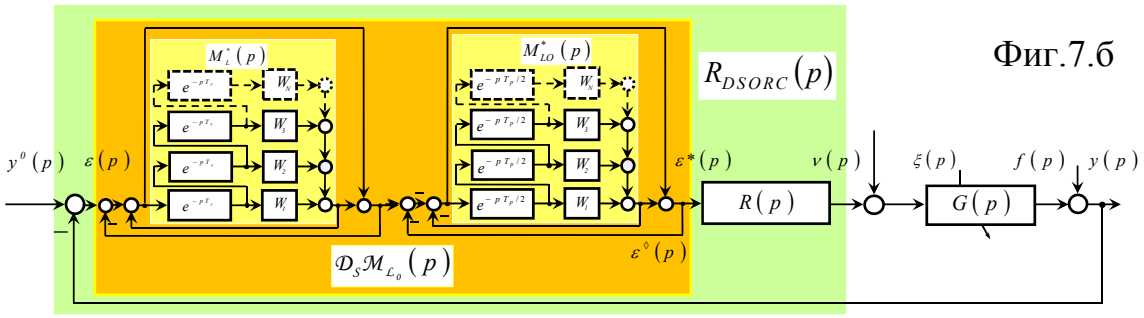
$$\mathcal{D}_S\mathcal{M}_{\mathcal{L}_0,2}(p)=\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(p).\mathcal{M}_{\mathcal{L}_0,2}(p)=$$

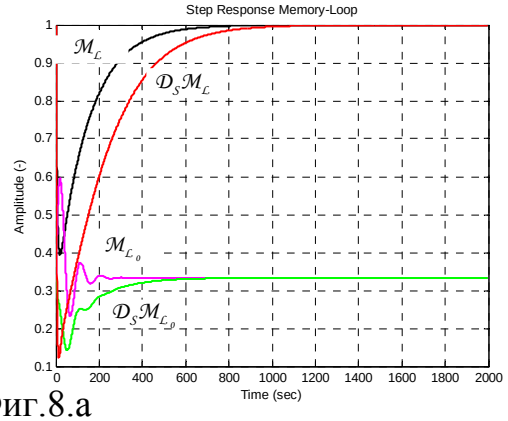
$$=\left(2-\sum_{k=1}^{m}W_k(p)\,e^{-p\,k\,T_p}\right)^{-1}\left(-\sum_{k=1}^{m}W_k(p)\,e^{-p\,k\,T_p/2}\left(1+\sum_{k=1}^{m}W_k(p)\,e^{-p\,k\,T_p/2}\right)^{-1}\right) \tag{14}$$

Фиг.7.а

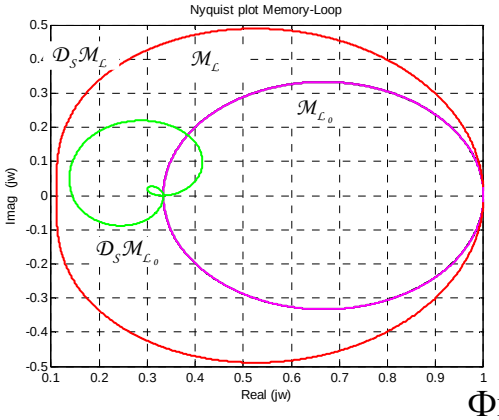


Фиг.7.б

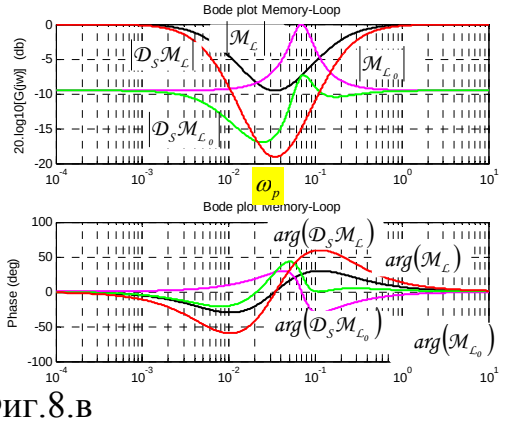




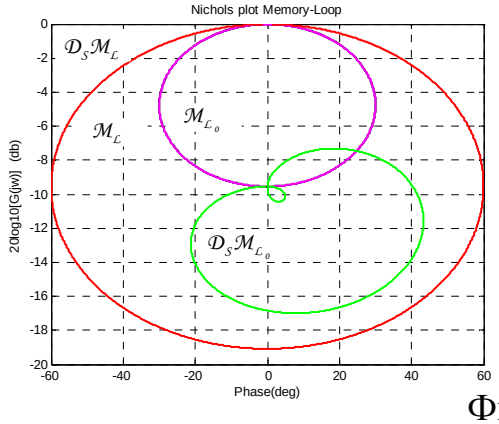
Фиг.8.а



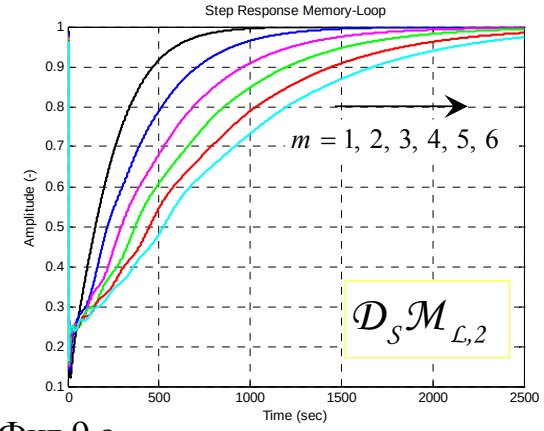
Фиг.8.б



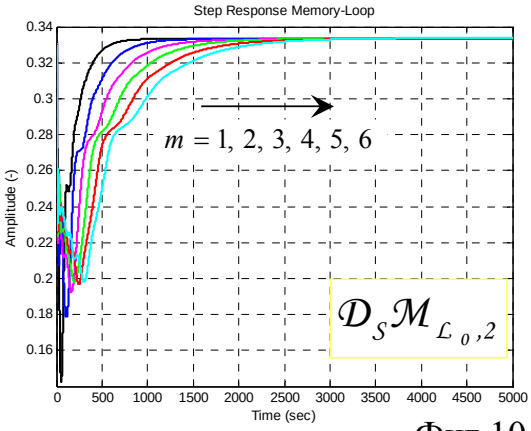
Фиг.8.в



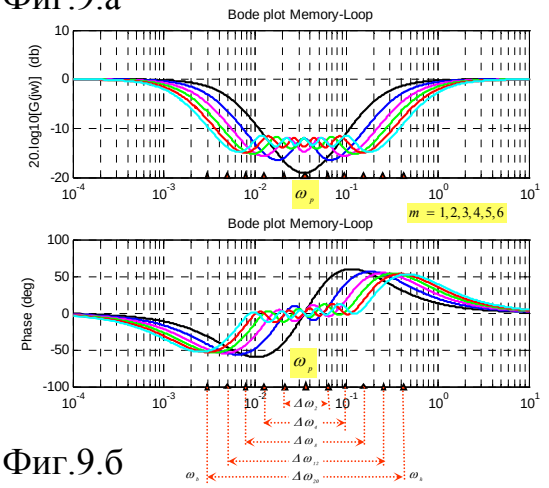
Фиг.8.г



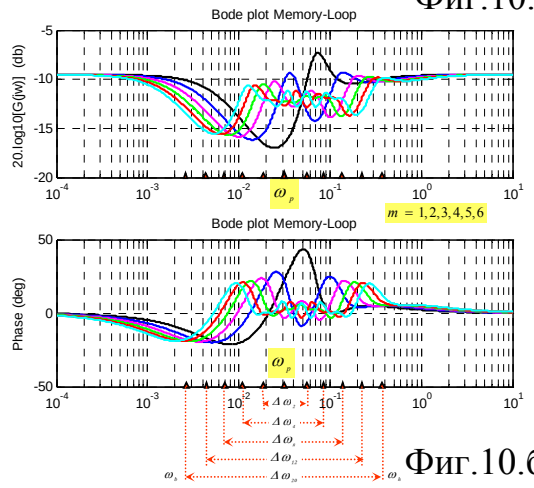
Фиг.9.а



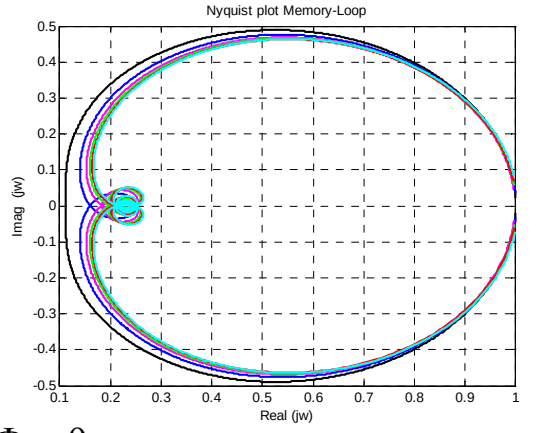
Фиг.10.а



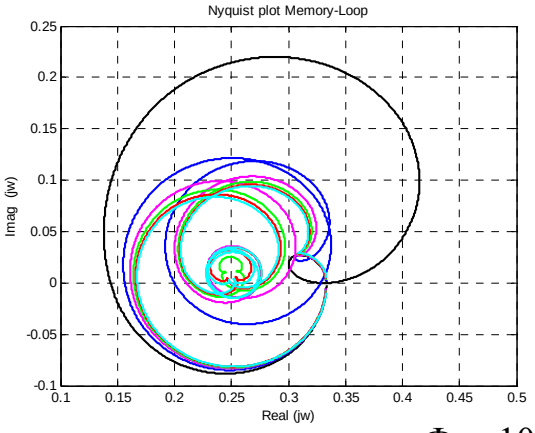
Фиг.9.б



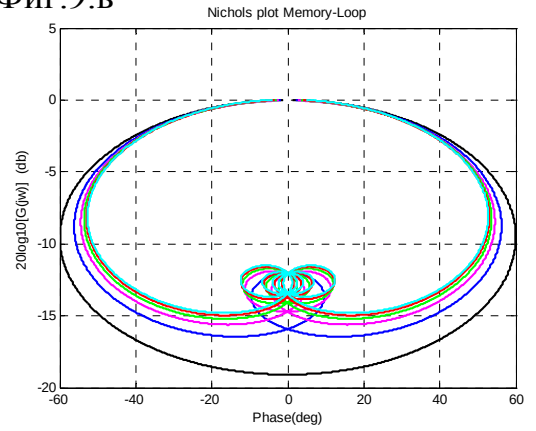
Фиг.10.б



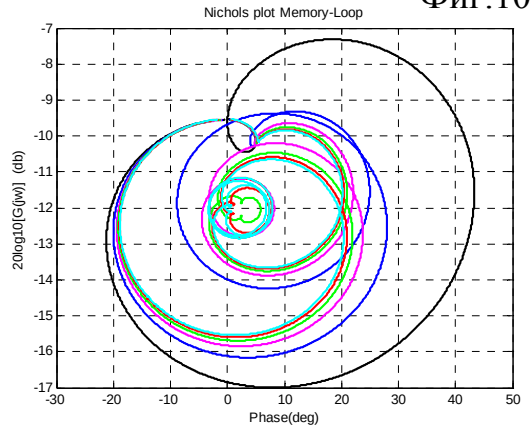
Фиг.9.в



Фиг.10.в



Фиг.9.г



Фиг.10.г

Свойствата на ***DSML***-структурите, предназначени за **двустепенни репетитивни системи** (фиг.7), както и на ***ML***-структурите се определят от динамичните параметри**:**

- $\Delta\,\omega_i$ - размер на честотния диапазон на хоризонталния профил на характеристиката;
- $\left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}}\right|$ и $\left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}_0}\right|$ - стойност на модула (15) на характеристиката за диапазона $\Delta\,\omega_i$ на хоризонталния профил, стойностите на които принципно са функция на ***DSML-*** и ***DSOML-*** структурите и на стойността на честотата на режетиране ω_p.

$$\left\{\begin{array}{cc} \dfrac{d\,\left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}}(j\omega)\right|}{d\,\omega}=0 & ,\forall\omega\in\Delta\,\omega_i\,; \\ \left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}}(j\omega)\right|=const\;<<<1 & ,\forall\omega\in\Delta\,\omega_i\,; \\ \left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}}(j\omega)\right|\equiv 1 & ,\forall\omega\in[0\,,\omega_{b,i}],\forall\omega\in[\omega_{h,i}\,,\infty); \\ \Delta\,\omega_i=[\,\omega_{b,i}\,,\omega_{h,i}] & ,(\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i}) \end{array}\right\} \qquad (15)$$

За сравнение на фиг.8 са дадени паралелно характеристиките на ***ML***-, ***OML***-, ***DSML***- и ***DSOML***-филтрите за $m=1$, а на фиг.9 и фиг.10 характеристиките на ***DSML***- и ***DSOML-*** структурите при $m=1,\,2,\,3,\,4,\,5,\,6$ звена със закъснение.

Структурите са моделирани за период $T_p=100\,s$, а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на ***Padé*** **[6]÷[7]**.

Тъй като свойствата на ***DSML***- и ***DSOML-*** структурите, като лентови филтри се определят от модула $\left|D\mathcal{M}_{\mathcal{L}}\right|$ на хоризонталния профил за честотен диапазон $\Delta\,\omega_i$ въз основа на резултатите от изследванията (фиг.8÷фиг.10) 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 $\left|D_S\,\mathcal{M}_{\mathcal{L}}(j\omega)\right|$ (15) за честотен диапазон $\Delta\,\omega_i$ е функция на броя звена със закъснение (намалява с увеличаването на броя звена $e^{-p\,T_p}$).

Във втората част на настоящата разработка са представени резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на двустепенни ***DSRC-*** и ***DSORC-*** системи за управление, заключението и библиографията.

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 29.04.2014 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

ДВУСТЕПЕННО РЕПЕТИТИВНО УПРАВЛЕНИЕ
Част II Системи

Нина Николова

Резюме: *Репетитивното управление е стратегия за противодействие на сигнални периодични смущения от системата за управление, при точно известна стойност на периода им. За подобряване на качеството и робастното качество на системата за управление могат до бъдат използвани т.н. двустепенни репетитивни системи* (*DSRC - Dual-Stage Repetitive Control*). *В настоящата работа се предлагат и анализират две основни структури на двустепенни DSML* (*Dual-Stage Memory Loop*) *-контури с памет, както и техни модифицирани структури.*

Ключови думи: *репетитивно робастно управление, робастни устойчивост и качество, двустепенно репетитивно управление.*

DUAL-STAGE REPETITIVE CONTROL
Part II Systems

Nina Nikolova

Abstract: *Repetitive Control is a 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 and robust performance of the control system DSRC (Dual-stage repetitive control) systems can be used. In the present work two main and their modifed structures of the DSML (Dual-Stage Memory Loop) are proposed and analyzed.*

Keywords: *Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Dual- Stage repetitive control*

5.Въведение

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Първата обхваща въведението, моделирането и анализа на характеристиките на двустепенни репетитивни ***DSML-*** и ***DSOML***-филтри с памет. Настоящата е втората част, която представя резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на двустепенни ***DSRC-*** и ***DSORC-*** системи за управление, заключението и библиографията.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

6. Модифицирани *DSRC*- и *DSORC*- репетитивни системи

За оценка на качеството на двустепенните репетитивни системи за управление върху конкретен числен пример на индустриален обект (зададен с номиналния $G*$ (16) и със смутения на най-горна граница $G^{\blacksquare}$ (17) модели) при критерий критично-апериодичен преходен процес, период $T_p = 100\ s$ на сигналните смущения са проектирани:

- ***DSRC***- (фиг.7.а) и ***DSORC***- (фиг.7.б) двустепенни репетитивни системи с ***PID***-регулатор (18) и модифицирани ***DSML***- (13) и ***DSOML-*** (14) контури и $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ последователно-паралелни звена със закъснение $e^{-p\,T_p}$;
- ***RC***, ***ORC*** репетитивни системи с ***PID***-регулатор (18) и модифицирани ***ML***- (10) и ***OML-*** (12) контури и $m = 1$ последователно-паралелни звена със закъснение $e^{-p\,T_p}$.

Така синтезираните системи са моделирани за период $T_p = 100\ s$, а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на ***Padé*** **[6]÷[7]**. Моделите са симулирани паралелно, а резултатите са визуализирани както следва на:

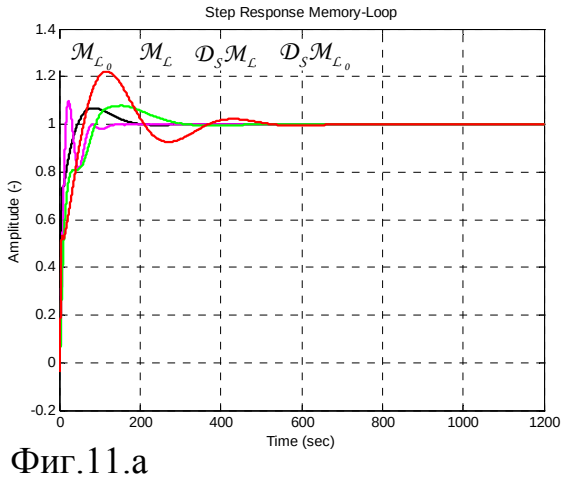
- фиг.11 - паралелно времевите и честотни характеристики на четирите - ***RC***, ***ORC***, ***DSRC*** и ***DSORC*** репетитивни системи за $m = 1$;
- фиг.12 - времевите и честотни характеристики за двустепенната ***DSRC*** репетитивна система за $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$;
- фиг.13 - времевите и честотни характеристики за двустепенната ***DSORC*** репетитивна система за $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$;

$$G*(p) = 1{,}25\ (1 + 10\,p)^{-1} e^{-2p} \tag{16}$$

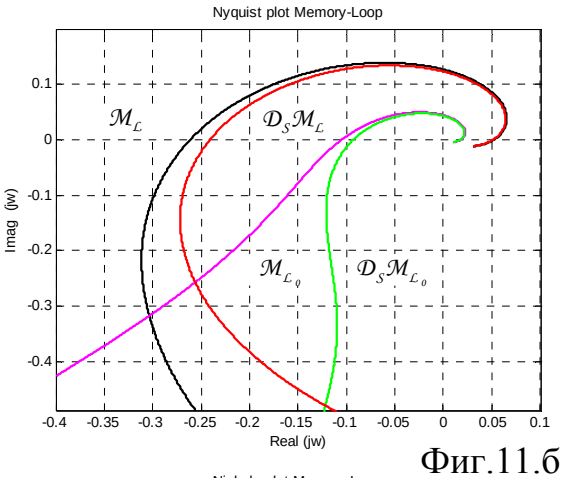
$$G^{\blacksquare}(p) = 2{,}1\ (1 + 10\,p)^{-1} e^{-4p} \tag{17}$$

$$R(p) = 1{,}9\ (1+10\,p)(0{,}1\,p + 1)\left(10\,p\,(0{,}02\ p + 1)\right)^{-1} \tag{18}$$

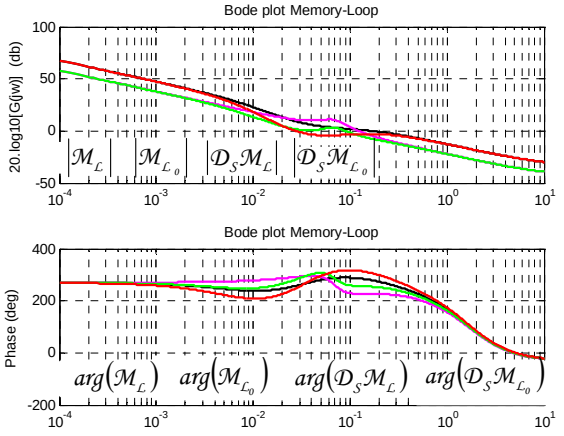
Една възможност да се моделира проявата на неопределеността в реалния обект за управление с помощта на честотните характеристики е *функционалното множество* $\Pi(j\omega)$ (19). То се определя чрез вариациите $\Delta G(j\omega)$ на характеристиката на реалния обект $G(j\omega)$ около неговия *номинален модел* $G*(j\omega)$. Вариациите на $G(j\omega)$ са породени от действието на адитивното $l_a(j\omega)$ или от мултипликативното $l_m(j\omega)$ вътрешно смущение в обекта. Максимална стойност на тази репараметризация и/или на реструктурирането $\overline{\ell}_a(\omega)$ (респективно $\overline{\ell}_m(\omega)$) определя т.н. *"смутен на най-горна граница"* модел на обекта. В реалния случай входното (външното, сигналното) въздействие към системата е обобщено и може да се представи с вектора v на външните сигнални смущения (20).



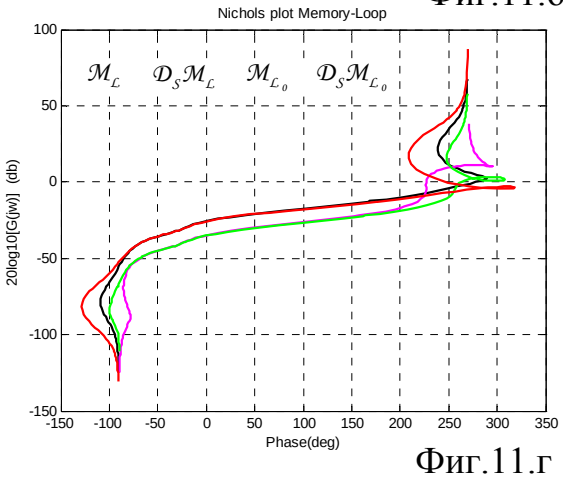
Фиг.11.а



Фиг.11.б



Фиг.11.в



Фиг.11.г

За да се потвърдят робастните свойства на системата за управление може да бъде проведен анализ по *метода на характеристиките на чувствителността* [7], като се оцени изпълнението на изисквания (23) и (24), отчитайки (19)÷(22).

$$\Pi(j\omega)=\left\{\begin{array}{c}\Delta G(j\omega):\left|G(j\omega)-G^*(j\omega)\right|\le \bar{\ell}_a(\omega)\\ \Delta G(j\omega):\dfrac{\left|G(j\omega)-G^*(j\omega)\right|}{\left|G^*(j\omega)\right|}\le \bar{\ell}_m(\omega)\\ (\omega\in[0;\infty))\end{array}\right\},\ (\Pi(j\omega)\in\mathcal{G}(j\omega)) \tag{19}$$

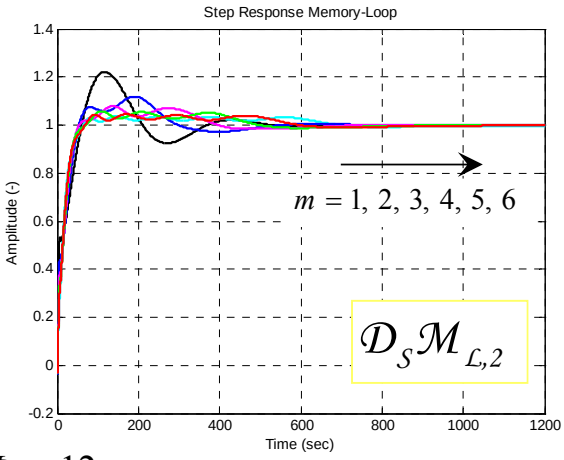
$$v(p)=\left[y^0(p)\quad \vartheta(p)\quad \varsigma(p)\right]^T=W_v(p)\,v'(p) \tag{20}$$

$$e(p)=\frac{1}{1+R(p)G(p)}=\frac{y(p)}{\varsigma(p)}=\frac{\varepsilon(p)}{y^0(p)} \tag{21}$$

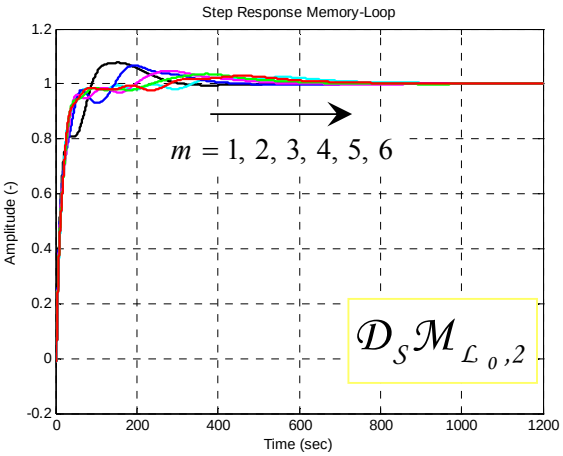
$$\eta(p)=\frac{R(p)G(p)}{1+R(p)G(p)}=\frac{y(p)}{y^0(p)-n(p)} \tag{22}$$

$$\left\|\eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)\right\|_\infty=\sup_\omega\left|\eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)\right|<1,\ \forall\omega \tag{23}$$

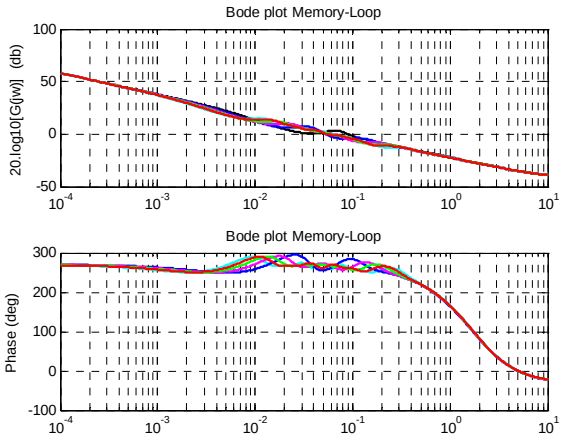
$$\left|\eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)\right|+\left|e^*(\omega)\,v(\omega)\right|<1,\forall\omega \tag{24}$$



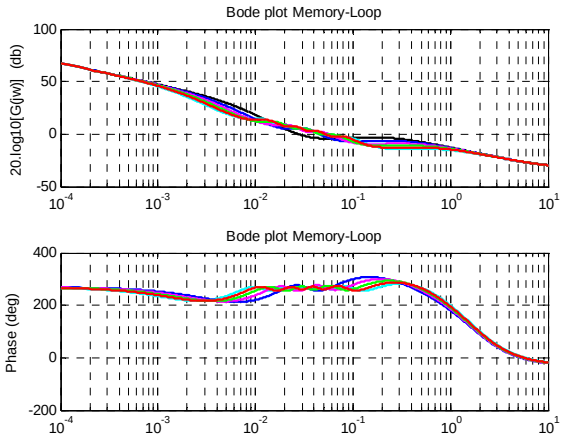
Фиг.12.а



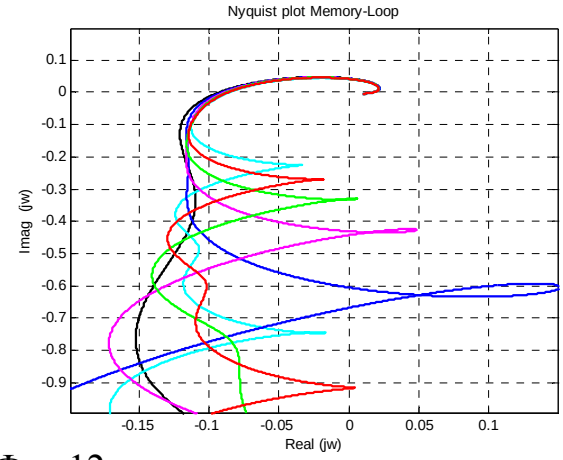
Фиг.13.а



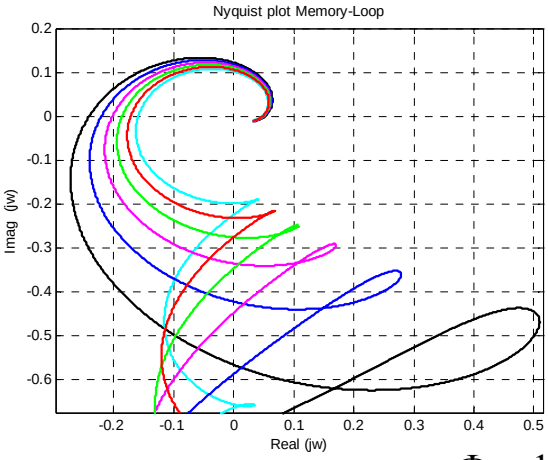
Фиг.12.б



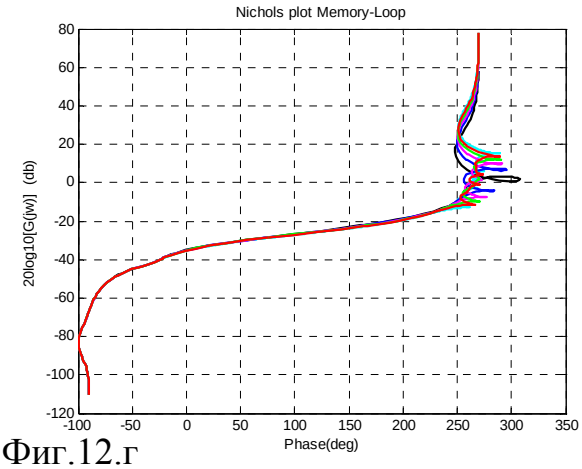
Фиг.13.б



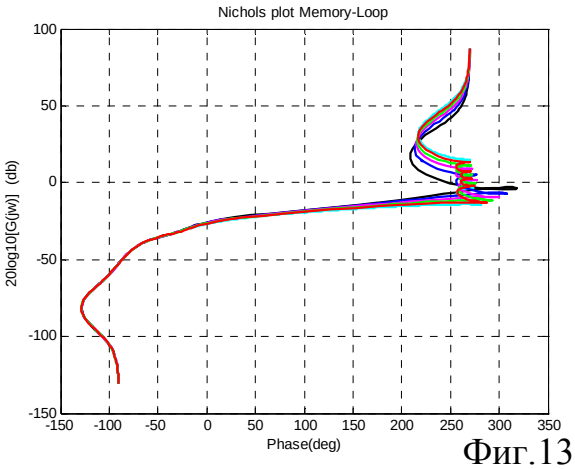
Фиг.12.в



Фиг.13.в



Фиг.12.г



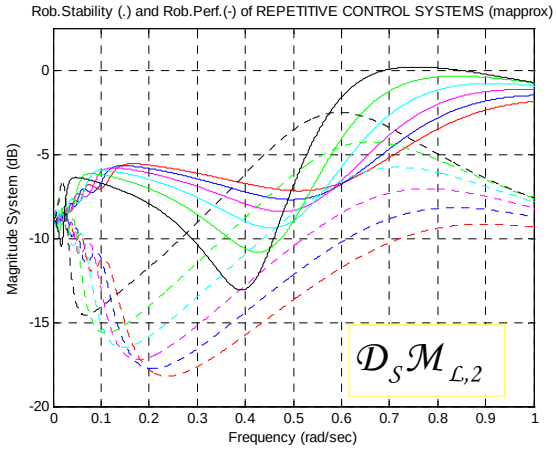
Фиг.13.г

Запасите на робастността [7] са количествена оценка на робастните свойства на системите за управление на индустриални обекти, чийто аналитичен модел варира параметрично и структурно като функция на вътрешните смущения на априорната неопределеност. Те предоставят еднозначно количествени оценки за робастната устойчивост (25) и за робастното качество (26).

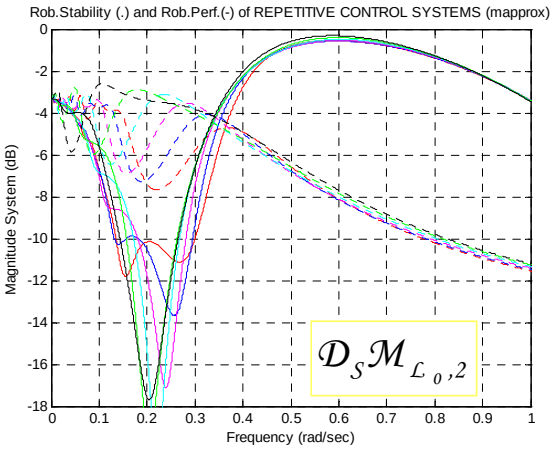
$$k_{M\,SCL}\left(\omega\right) = 1 - \left|\,\eta\left(\omega\right)\ell_{m}\left(\omega\right)\right| \geq 0\ ,\forall\,\omega\,,\ \omega\in\left[0,\infty\right) \qquad (25)$$

$$k_{M\,POL}\left(\omega\right) = \frac{\left|1+R\left(j\omega\right)\,G^{*}\left(j\omega\right)\right| - \left|G^{*}\left(\omega_{i}\right)R\left(\omega_{i}\right)\right|\,\bar{\ell}_{m}\left(\omega_{i}\right)}{\left|1+R\left(j\omega\right)\,G^{\blacksquare}\left(j\omega\right)\right|} \leq 1\ ,\ \left(\forall\,\omega\,,\omega\in\left[0,\infty\right)\right) \qquad (26)$$

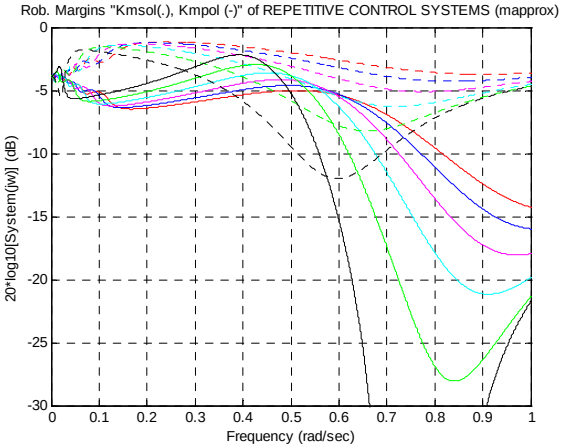
Резултатите от *проведения* анализ по характеристиките на чувствителността на затворените ***DSRC*** и ***DSORC*** системи (фиг.14.а и фиг.14.б) и изследването на запасите на робастност (фиг.14.в и фиг.14.г) ***доказват***, че в зададената област $\Pi\left(j\omega\right)$ (19) двустепенната ***DSORC*** (фиг.7.б) репетитивна система удовлетворява изискванията (23) и (24) и е робастно устойчива и с робастно качество. При същите начални условия двустепенната ***DSRC*** (фиг.7.а) репетитивна система с два последователно свързани ***DSML-*** филтъра притежава робастни свойства при стойност на $m>1$. Робастността е съществено предимство на репетитивните системи.



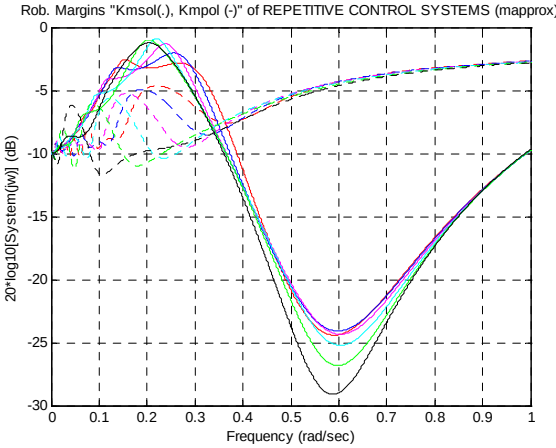
Фиг.14.а



Фиг.14.б



Фиг.14.в



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 $\left|D\mathcal{M}_{L,2}(j\omega)\right|$ (15) за честотен диапазон $\Delta\omega_i$ е функция на броя звена със закъснение (намалява с увеличаването на броя звена e^{-pT_p});
- робастността на двустепенните репетитивни системи е функция на използвания брой звена със закъснение, като расте с увеличаване на m;
- ***DSOML***-структурите в сравнение ***DSML***-структурите запазват робастните си свойства за по-широк диапазон $\Pi(j\omega)$ (19);
- при едни и същи други условия свойствата на ***DSOML***-структурите в сравнение ***ML***-, ***OML***- и ***DSML***-структурите като отсичащи лентови филтри са най-добри.

7. Заключение

В настоящата работа са решени задачите за: анализ и синтез на двустепенните ***DSRC, DSORC*** репетитивни системи за управление и метод за усъвършенстване структурата и динамиката на използваните в тях филтри с памет. Новото и оригинално, достигнато в работата може да се определи с това, че:

- е предложен подход за анализ на системите и филтрите за двустепенно репетитивно управление чрез изследване динамиката на контурите с памет;
- са предложени структури на усъвършенствани ***DSML***- и ***DSOML***-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 контурите;
- е потвърдена работоспособността на предложените методи за проектиране на системи за двустепенно репетитивно управление, използващи модифицирани ***DSML-*** и ***DSODML-*** филтри с памет;
- е доказана ефективността на предложените модифицирани двустепенни ***DSRC, DSORC*** репетитивни системи за управление чрез изследване на качеството и робастното качество.

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

[6] 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

[7] 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.

[8] Николова Н. Г. (2013), Филтри в репетитивните системи за управление, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, International Conference AUTOMATICS'2013, FA, June 14-16, 2013 Sozopol, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 63, (2), pp. 45-52

[9] Николова Н. Г. (2013), Изследване на репетитивни системи за управление, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, International Conference AUTOMATICS'2013, FA, June 14-16, 2013 Sozopol, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 63, (2), pp. 53-62

[10] Costa-Castello, R., Grino, R., and Fossas, E. (2004). Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter, IEEE Trans. Power Electronics, 19(4), pp 1060-1068

[11] Yingfeng Shan, Kam K. Leang (2012), Dual-stage repetitive control with Prandtl–Ishlinskii hysteresis inversion for piezo-based nanopositioning, Elsevier, Mechatronics (22), pp 271–281

[12] Semba, T., Hirano, T., & Fan, L.-S. (1999), Dual-stage servo controller for hdd using mems actuator. IEEE Transactions on Magnetics, 35, pp 2271–2273

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 29.04.2014 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

НИСКОТАРИФЕН НАБОР ОТ ОБОРУДВАНЕ ЗА ПРОИЗВОДСТВОТО НА МИКРОФЛУИДНИ ЧИПОВЕ С ПРИЛОЖЕНИЕ В БИОИНЖЕНЕРНИТЕ НАУЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И ИЗРАБОТКАТА НА БИОИНЖЕНЕРНИ УСТРОЙСТВА

Борис Киров, Васил Гълъбов

Резюме: *Съвременната биоелектроника използва микрофлуидни технологии за да комбинира биосензори и работата с течни проби при биомедицински тестове и ин виво експерименти [1]. Производството на микрофлуидни устройства изисква среда без частици и чисти стаи. Инвестицията за постряване на чиста стая е значителна и това изискване е огромна спънка пред широкото разпространение на микрофлуидните технологии в изследванията свързани с биологията. По тази причина ние разработихме собствен нискотарифен набор от оборудване, при който се избягва изискването за употребата на чиста стая и позвлява изработката на микрофлуидни устройства чрез мека литография и щамповане върху полидиметилсилоксан (ПДМС).*

Ключови думи: *биоелектроинженерство, биоелектроника, микрофлуиди, мека литография, нискотарифно производство*

A LOW-COST EQUIPMENT SETUP FOR THE FABRICATION OF MICROFLUIDICS CHIPS APPLIED IN BIOENGINEERING RESEARCH AND DEVICES BUILDING

Boris Kirov, Vassil Galabov

Abstract: *Modern bioelectronics rely on microfluidics technology for the successful combination of biosensors and handling of liquid samples, i.e. for biomedical tests and in vivo experiments [1]. However, microfluidics devices fabrication requires usage of clean rooms for the maintenance of particle-free environment. Unfortunately, the investment for the building of a clean room is substantial and this requirement is a huge impediment for the wide spreading of microfluidics-based technologies in bio-based research. Therefore, we decided to develop our own low-cost fabrication setup that would avoid the need of a clean room utilization and would allow us to fabricate microfluidics devices based on soft lithography and Polydimethylsiloxane (PDMS) stamping.*

Keywords: *bioelectroengineering, bioelectronics, microfluidics, soft lithography, low-cost fabrication*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Introduction

The part of the microfluidics device fabrication process [2] that is most sensitive and prone to failure owing to high particle concentration in the air is the wafer mold preparation (Fig.1). During this process sedimentation of airborne particles could affect irreversibly the precision of fabrication at few key steps. Firstly, before the spin-coating the wafer surface needs to be perfectly clean, otherwise the distribution of the photoresist during the process might be uneven or even prevented in some surface areas. Therefore, wafer manipulation before the spin-coating is performed in strictly particle-free environment. Second, the photoresist on the coated wafer is not polymerized and is still soft before the exposure. Any particle falling on that surface would mechanically disturb it and would compromise all the consequent processing steps.

Hence, also the manipulation of coated wafers (i.e. soft baking) before UV exposure is mandatorily performed in filtered air environment. The UV exposure itself is prone to failure from particle accumulation inside the exposure chamber. Dust residing anywhere between the UV light source and the photoresist coating of the wafer would inevitably absorb some of the light and change the final structure of the polymerized features on the wafer.

Finally, even the exposed wafer before the hard bake could not be easily cleaned from sedimented particles, since the fine features fabricated on its surface are still fragile and mechanically unstable.

Hence, the whole sequence of processing steps for the fabrication of the silicon wafer mold of the microfluidics device features is necessarily performed in particle-free environment. The latter is maintained by air filtration and utilization of materials without particle release from their surfaces, ranging from wiping tissues to laboratory garments. When those requirements are applied for a whole clean room the expenses to maintain such environment include air filtration and generation of positive air pressure for 30-40m^3, building and maintenance of special floor, walls and ceiling, utilization of entrance with sticky floor, changing room, etc. However, the actual space for the equipment required for the wafer mold fabrication is much more modest.

The size of a bench-top spin coater is approximately 40x40x30cm (height). The high-precision hot plates employed for the soft bake and the post-exposure bake are 20x30x10cm. The development process is performed in a 10cm deep vessel with diameter of 5” (approximately 13cm). Therefore, the space required for the above-mentioned equipment should have a surface of 120x60cm and its height is limited only by the comfort of the personnel operating with it.

However, the UV exposure step is typically performed in mask aligners, which are quite bulky. A typical size for this apparatus would be 70x120x50cm. Mask aligners are required for precision matching of the separate layers of multilevel microfluidics devices [3]. The latter provide the soft lithography technology with much higher versatility and improve the possibility for creation of appropriate devices.

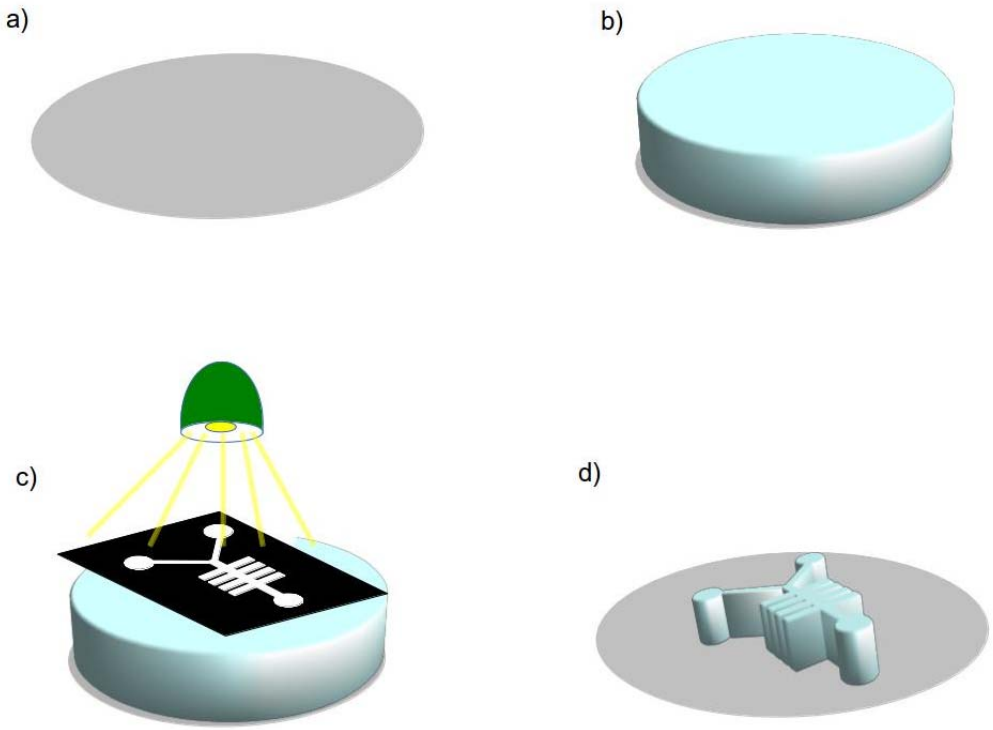


Fig.1. Graphical representation of the individual stages of the photolithography process. The process begins with a clean silicon wafer (a). After spin coating it is covered with an even layer of photoresist (b). Consequently, the cross-linking of the resin is induced by exposure with UV light through a photomask (c). Finally, after development, the mold for the microfluidics device is fabricated on the silicon wafer surface (d)

2. Our fabrication setup

Nevertheless, if a decision is taken that this capacity is expendable, a much simpler device, which fixes the coated wafer and the photomask under UV irradiation should suffice for the photoresist polymerization to occur. We opted for the latter type of apparatus in our lab, namely the UV-KUB from Kloe. This is a cubic device with a 26mm edge, which makes it extremely compact. Nevertheless, UV-KUB has an emission spectrum of 385nm, which allows it to produce features with 2mm resolution. The power of the UV lamp could be set from 1 to 100%, different cycles could be programed and precise mechanics allow for the setting of the mask – substrate distance. Given those qualities, this apparatus is very versatile and efficient for UV exposure, lacking only alignment capacity.

The utilization of a compact exposure device allowed us to fit all the equipment necessary for the fabrication of silicon wafer molds in a single device with filtered air. We used a standard double length (180x60cm) laminar box equipped with HEPA and active carbon filter. This way we could work with the organic solvents required for the development process and secure proper air filtration. The combined usage of two filters rendered the laminar box higher than usual and a ceiling height of 4m is recommended for the laboratory of installation. Our laminar box recycles 80% of the air, this way allowing secure particle-free work and protects the operator from the organic fumes in the same time. The equipment is arranged in the box in order of process stream, preventing processing errors and allowing simultaneous work for two people.

For the spin coating we acquired a Laurell 650 device. Those type of devices need to provide three main capabilities. Firstly, the hard substrate for the coating needs to be fixed tightly to the rotor. Next, the rotor needs to be able to produce spinning with at least 2000-3000rpm. Finally, the wafer should be maintained horizontal in order to prevent uneven distribution of the photoresist, which could lead to undefined profile and feature depth. The substrate fixation is accomplished by vacuum, which could be supplied directly to the device or it could be generated by a vacuum chunk, which uses compressed air flow to generate it. Compressed air supply is required by definition, since the horizontal orientation of the substrate is provided by compressed air cushion, which sustains the whole rotating part of the device and the latter is virtually floating. Therefore, we decided to use also the vacuum chunk and avoid the need to provide vacuum line in addition to the compressed air one.

Finally, in order to prevent accidental triggering, we removed the UV lamp which is normally provided in the laminar box. The visible light source is located in a special compartment and allows for easy addition of standard UV yellow filters on the bulb. The whole setup, including the air compressor was installed in a room without access to direct natural light. The light bulbs in this laboratory were also covered with orange UV filters, which allowed for the manipulation with photoresist. The passive convection oven for the thermal stabilization of the wafers was positioned also in the same room.

The thermally stabilized wafer molds are the molds for stamping of the microfluidics devices in PDMS [4]. This process involves complete degassing of the polymer mixture first by centrifugation and then in a vacuum desiccator. For the latter we used a desiccator for small samples directly connected to a vacuum pump and 40 minutes provided reliable degassing of the PDMS. The PDMS mold thusly prepared was placed in a passive convection oven at 80 ^{o}C for 2 hours for initial cross-linking and hardening. The product of this processing step was an elastomer stamp of the features on the surface of the silicon wafer. This replica needs to be peeled off of the wafer surface. Care must be taken not to destroy the wafer at this step. The first step was the careful peeling off of the aluminum foil from the walls of the stamp made of PDMS and the bottom consisting of the wafer. Next, the edge of the PDMS rubber was separated from the wafer by gentle forcing of a scalpel tip between and its slow sliding along the edge until the whole structure is separated. The peeling off of the PDMS from the wafer followed. This action should be performed as gently as possible, because silicon wafers are quite brittle and are prone to cracking. The peeled off PDMS should be positioned in a clean container (once again a large petri dish is appropriate).

The obtained elastomer is transparent and under proper angle of light exposure the larger features of the devices stamped in it are visibly distinguishable. The used wafer should be carefully cleaned for any remaining PDMS particles and should be closed in a proper container. Under no circumstances the features on top of the wafer should not be brought in contact with hard objects. Compressed air is the best way to clean any impurity on them.

Next, the PDMS stamp should be cut in separate chips and proper ports should be perforated at the designated positions. Since, those operations require working outside the container, the need to be carried in a laminar box. This laminar cannot be the same as the one used for the wafer fabrication, since some particles might be released from the cut pieces of PDMS. After the stamp has been cut in proper chips, they are placed with the features facing up under a stereoscope for better positioning of the hole-puncher. Penetration and removal of the puncher in and out of the chip must be done vertically. Any rotation would lead to a crack starting from the port and would render the chip unusable.

The cut chips with the proper ports open are ready to be sealed to microscope cover slips. Beforehand, they need to be cleaned thoroughly from particles accumulated on the surfaces to be sealed. This is accomplished by gentle attachment of strong adhesive tape to those surfaces and its consequent removal. Next, the sealing step requires plasma activation of the surfaces [5] of both types of materials. We use an ACE1KHz plasma cleaner supplied with vacuum by the same pump used for the degassing. This device allows for the complete automation of the process, since all the steps, including vacuum level, gas mixture and plasma generation time, are programmable. However, we do not use a standard mixture of oxygen and nitrogen for the plasma generation. Those gases are readily available in air and after careful protocol elaboration, we discovered that 20 seconds of exposure to plasma produced from air at 200mbar is enough to produce strong bondage between the PDMS chips and the cover slips.

The only main difference from standard protocols is that we require longer final hardening of the chips. In our case it is at least 48 hours. However, avoiding additional costs for supplies of pure oxygen and nitrogen, security considerations, providing proper pressure controls, etc., we were able to accomplish a completely reliable and reproducible method for microfluidics device fabrication.

3. Conclusion

Overall, our complete setup (Fig.2) costs less than EUR 35 000 vs. approximately EUR 200 000 for a setup with a small clean room and a cheap mask aligner.

It is true that our setup does not allow for optical mask alignment; however we believe that intelligent design could compensate for lacks in hardware even when sophisticated devices are engineered.

With the given price, the proposed fabrication solution is readily adoptable and the purchase of such a setup is a crucial step towards the equipment of a functional lab dedicated to research in the field of bioelectroengineering and its *in vivo* applications.

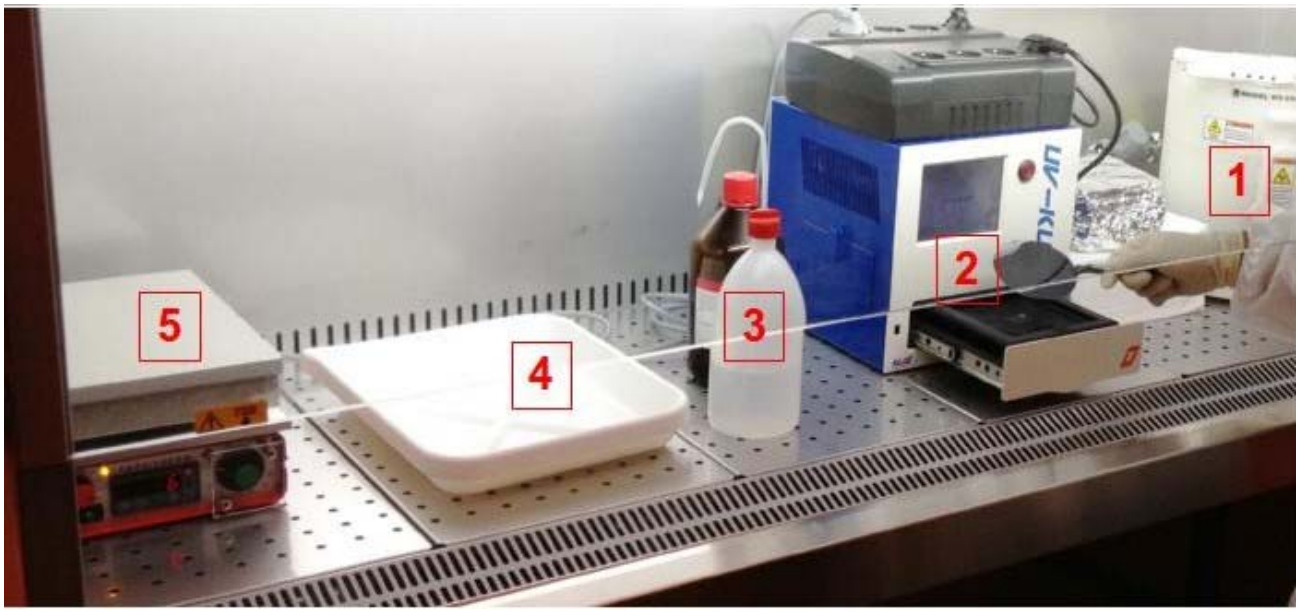


Fig.2. Low-cost photolithography setup. 1) Spin coater; 2) UV exposure device; 3) Organic solvent used for the development; 4) Vessel used for the development; 5) High-precision hot plate used for baking.

LITERATURE

[1] Wang, X., Nilsson, D., & Norberg, P. (2013). Printable microfluidic systems using pressure sensitive adhesive material for biosensing devices. Biochimica et Biophysica Acta, 1830(9), 4398–401. doi:10.1016/j.bbagen.2012.11.026

[2] McDonald, J. C., Duffy, D. C., Anderson, J. R., Chiu, D. T., Wu, H., Schueller, O. J., & Whitesides, G. M. (2000). Fabrication of microfluidic systems in poly(dimethylsiloxane). Electrophoresis, 21(1), 27–40. doi:10.1002/(SICI)1522-2683(20000101)21:1<27::AID-ELPS27>3.0.CO;2-C

[3] Choi, S., & Park, J.-K. (2010). Two-step photolithography to fabricate multilevel microchannels. Biomicrofluidics, 4(4), 46503. doi:10.1063/1.3517230

[4] Lötters, J. C., Olthuis, W., Veltink, P. H., & Bergveld, P. (1997). The mechanical properties of the rubber elastic polymer polydimethylsiloxane for sensor applications. Journal of Micromechanics and Microengineering, 7(3), 145–147. doi:10.1088/0960-1317/7/3/017

[5] Hillborg, H., Ankner, J. F., Gedde, U. W., Smith, G. D., Yasuda, H. K., & Wikström, K. (2000). Crosslinked polydimethylsiloxane exposed to oxygen plasma studied by neutron reflectometry and other surface specific techniques. Polymer, 41(18), 6851–6863. Retrieved from *http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0032386100000392*

Authors: Boris Kirov, Assist. Prof. Dr, dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *boris.kirov@issb.genopole.fr*

Vassil Galabov, Assoc. Prof. Dr, dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *vtg@tußsofia.bg*

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Prof. D.Sc. Emil Nikolov

ДИСКРЕТНО НЕЛИНЕЙНО УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗНИ АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ С КОМПЕНСИРАНЕ НА КРЪСТОСАНИТЕ ВРЪЗКИ МЕЖДУ ЕЛЕКТРОМАГНИТНИЯ МОМЕНТ И РОТОРНОТО ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ

Станислав Енев

Резюме: *В работата е предложена двуконтурна дискретна нелинейна система за управление на асинхронни двигатели. Законът за управление във вътрешния контур е синтезиран на база на точно дискретно описание на динамиката на двигателя в режим на управление по ток и чрез приложението му се постига входно-изходна линеаризация и компенсация на кръстосаните връзки между електромагнитния момент и роторното потокосцепление. В симулационна среда е създаден детайлен модел на системата и са получени резултати, които потвърждават реализуемостта на предложената схема за управление.*

Ключови думи: *дискретни нелинейни системи, управление на асинхронни двигатели, входно-изходна линеаризация*

DISCRETE-TIME NONLINEAR CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTORS WITH TORQUE AND ROTOR FLUX DECOUPLING

Stanislav Enev

Abstract: *A cascaded discrete-time nonlinear control scheme for induction motor control is proposed in the paper. The control law in the inner loop is designed using an exact discrete-time model of the induction motor in current-fed mode of operation and achieves linearization and decoupling between motor torque and rotor flux magnitude. A detailed model of the control system is developed and some simulation results confirming the feasibility of the proposed control law are presented.*

Keywords: *discrete-time nonlinear control, induction motor control, input-output linearization*

1. Introduction

The induction motor is probably the most widely used electric machine in the industry. The related control problem, known for its difficulty, has received a lot of attention in the scientific literature. Different solutions were found, the most renowned being the so-called “field-oriented control” [1, 2, 3]. Nowadays, in one of its many variants and modifications, it is the industrial practice when high dynamic performance is

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

required. Another approach, subject to scientific research, allowing potentially for superior performance and absolute decoupling between rotor flux and torque, rather than only asymptotic (that is, in constant flux conditions) as in the field-oriented control case, is the input-output linearization based control [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]. In all cases design is typically performed using continuous-time descriptions of the motor, while control law is implemented using digital devices, being inherently a discrete-time process. This renders the task of proving and guaranteeing stability of the overall system (interconnection of two nonlinear systems) a very difficult, practically impossible task. In this sense, a control law, designed from a discrete-time model will potentially eliminate this problem. While for the full-order voltage command mode exact discrete-time representation cannot be obtained, for the current-fed modes of operation it is possible, when the equations of the motor are written in a frame aligned with the rotor electrical position. Discrete-time field-oriented controller is proposed in [10, 11] and stability conditions are derived based on an exact discrete-time model of the motor dynamics. In [12, 13], an input-output linearization design, based on the same discrete-time description, is proposed and validated. There, a rotor flux-like function is defined in order to preserve the linear affine structure of the linearizing control law in the new inputs. In this paper, the considered decoupling control law in the inner control loop is derived, with the rotor flux square defined directly as an output of the system. This benefit comes with the cost of a more complex control law - a quadratic form emerges and a respective equation must be solved at each sampling instant. A detailed model of the control system, accounting for different system characteristics and processes, inherent to a practical implementation of such a system is developed in the Simulink environment and some simulation results are presented.

2. Induction motor model and discrete-time representation

For the modeling, the common assumptions for symmetrical construction, sinusoidal distribution of the field in the air-gap and linearity of magnetic circuits are adopted. With current control loops in place [14], the currents can be effectively used as control inputs to the motor and their dynamics can be neglected from the descriptions. Thus the following equivalent reduced-order two-phase model of the machine, expressed in the two-phase stator-fixed α-β is obtained:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{R\alpha} &= -\eta\varphi_{R\alpha} - n_p\omega\varphi_{R\beta} + m\eta i_{S\alpha} \\ \dot{\varphi}_{R\beta} &= -\eta\varphi_{R\beta} + n_p\omega\varphi_{R\alpha} + m\eta i_{S\beta}\,, \\ \tau_m &= \mu(\varphi_{R\alpha} i_{S\beta} - \varphi_{R\beta} i_{S\alpha}) \end{aligned} \qquad (1)$$

where: $i_{S\alpha}(t),\, i_{S\beta}(t)$ - stator currents, $\varphi_{R\alpha}(t),\, \varphi_{R\beta}(t)$ - rotor flux linkages, $\omega(t)$ - rotor speed, $\tau_m(t)$ - electromagnetic torque. The parameters in the model are defined as follows: $\eta = r_R l_R^{-1}$, $\mu = n_p m l_R^{-1}$, l_R - rotor phase winding inductance, r_R - rotor phase winding resistance, m - mutual inductance, n_p - number of pole-pairs.

The speed dynamics generally are described by:

$$J\dot{\omega} = \tau_m - c\omega - \tau_L , \qquad (2)$$

with: J - the moment of inertia of the rotor, c - viscous friction coefficient, $\tau_L(t)$ - the load torque.

If rotor speed is considered as parameter in the description, it is seen that (1) represents a linear time-varying system, with stator currents as inputs and fluxes as states, and an additional output – the motor torque, being nonlinear function of inputs and states.

Model (1) does not allow for exact discretization in the general case. On the other hand, as shown in [11,12], the respective description in a frame aligned with the rotor electrical position allows for exact discrete-time representation, assuming that the control inputs (the stator currents in that frame) are held constant during each sampling period. The details can be found in [12]. Here, it is only noted that the time-varying of the dynamics is eliminated in this frame at the cost of higher performance requirements from the current controllers. We have:

$$\begin{aligned}
\varphi_{RA}(t_{k+1}) &= e^{-\eta T_S}\varphi_{RA}(t_k) + m(1-e^{-\eta T_S})i_{SA}(t_k) \\
\varphi_{RB}(t_{k+1}) &= e^{-\eta T_S}\varphi_{RB}(t_k) + m(1-e^{-\eta T_S})i_{SB}(t_k) , \qquad (3) \\
\tau(t_k) &= \mu(\varphi_{RA}(t_k)i_{SB}(t_k) - \varphi_{RB}(t_k)i_{SA}(t_k))
\end{aligned}$$

with $t_k \equiv kT_S$, T_S - the sampling period, $\begin{bmatrix} i_{SA}(t) \\ i_{SB}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\to AB}(t)\begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} \varphi_{SA}(t) \\ \varphi_{SB}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\to AB}(t)\begin{bmatrix} \varphi_{S\alpha}(t) \\ \varphi_{S\beta}(t) \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{T}_{\alpha\beta\to AB}(t) = \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta(t)) & \sin(n_p\theta(t)) \\ -\sin(n_p\theta(t)) & \cos(n_p\theta(t)) \end{bmatrix}$ - the transformation matrix between the stator-fixed and rotating frames, $\theta(t)$ - rotor angular position.

Though the motor torque is a nonlinear function of states, the particular function form, along with the considered input excitation (zero-order holds on the stator currents in the rotating frame) renders it being exactly reconstructed from its samples by a form of exponential hold. This in turn gives the possibility to obtain exact discrete-time representation of the speed dynamics of the form:

$$\omega(t_{k+1}) = e^{-cJ^{-1}T_S}\omega(t_k) + \frac{e^{-cJ^{-1}T_S} - e^{-\eta T_S}}{J\eta - c}\tau_m(t_k) - \frac{1}{J}\int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{-cJ^{-1}(t_{k+1}-\upsilon)}\tau_L(\upsilon)d\upsilon . \qquad (4)$$

3. The proposed decoupling control law

The theoretical foundations of feedback linearization and the basic control design techniques extended for discrete-time systems can be found in [15]. Here it will be noted only that the basic structure of a control system using such control laws consists of two loops – an inner, in which linearization and decoupling is achieved, and an outer, linear loop, where a linear controller attributes the desired dynamics of the overall system.

Since the design technique to be applied in the following will result in a static feedback control law, a delay of one sampling period is added at each input of model (3)

in order to allow time for calculation in a practical implementation, and the model is augmented with the additional two state variables - $x_3(t_k)$ and $x_4(t_k)$, and their respective equations.

$$\begin{aligned} x_1(t_{k+1}) &= ax_1(t_k) + bx_3(t_k) \\ x_2(t_{k+1}) &= ax_2(t_k) + bx_4(t_k) \\ x_3(t_{k+1}) &= u_1(t_k) \\ x_4(t_{k+1}) &= u_2(t_k) \end{aligned} \qquad (5)$$

with: $a = e^{-\eta T_S}$, $b = m(1 - e^{-\eta T_S})$, $[u_1(t_k),\ u_2(t_k)]^T = [i_{SA}(t_{k+1}),\ i_{SB}(t_{k+1})]^T$ - the control inputs, and $[x_1(t_k),\ x_2(t_k),\ x_3(t_k),\ x_4(t_k)]^T \equiv [\varphi_{RA}(t_k),\ \varphi_{RB}(t_k),\ i_{SA}(t_k),\ i_{SB}(t_k)]^T$.

For control design, the induction motor is normally considered as TITO-system, with torque, rotor speed or position as the main output of mechanical nature and the flux magnitude (squared) as a second output of electromagnetic nature. Thus, the controlled quantities are defined as:

$$\begin{aligned} y_1(t_k) &\equiv \tau_m(t_k) = \mu\left(x_1(t_k)x_4(t_k) - x_2(t_k)x_3(t_k)\right) \\ y_2(t_k) &= x_1^2(t_k) + x_2^2(t_k) \end{aligned}. \qquad (6)$$

The first output – $y_1(t_k)$ is defined as the motor torque. Thus, the speed dynamics (being linear) are not accounted for in the decoupling control, which renders it simpler and more robust because it doesn't include the mechanical parameters.

Proposed control law

The proposed control law is of the following form:

$$^{1,2}u_1(t_k) = \frac{-B(t_k) \pm \sqrt{B^2(t_k) - 4A(t_k)C(t_k)}}{2A(t_k)}$$

$$u_1(t_k) : \left|u_1(t_k) - u_1(t_{k-1})\right| \to \min \quad , \qquad (7)$$

$$u_2(t_k) = \begin{cases} \dfrac{v_1(t_k) + \mu z_2(t_k)u_1(t_k)}{\mu z_1(t_k)}, & z_1(t_k) \neq 0 \\ u_2(t_{k-1}), & z_1(t_k) = 0 \end{cases}$$

with:

$$\begin{aligned} A(t_k) &= \mu^2 b^2 (z_1^2(t_k) + z_2^2(t_k)) \\ B(t_k) &= 2\mu^2 abz_1(t_k)(z_1^2(t_k) + z_2^2(t_k)) + 2\mu b^2 z_2(t_k)v_1(t_k) \\ C(t_k) &= \mu^2 a^2 z_1^2(t_k)(z_1^2(t_k) + z_2^2(t_k)) + 2\mu abz_1(t_k)z_2(t_k)v_1(t_k) + b^2 v_1^2(t_k) - \mu^2 z_1^2(t_k)v_2(t_k) \\ z_1(t_k) &= ax_1(t_k) + bx_3(t_k),\ z_2(t_k) = ax_2(t_k) + bx_4(t_k) \end{aligned}$$

$v_1(t_k),\ v_2(t_k)$ being the new input signals.

The derivation and a detailed discussion on the realizability of the control law is given in [16].

With (7) in place, the input-output relations of the obtained system are represented by two decoupled first and second-order delays respectively:

$$\begin{bmatrix} y_1(t_{k+1}) \\ y_2(t_{k+2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1(t_k) \\ v_2(t_k) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

As seen, the initial problem of controlling a nonlinear interacting TITO system is reduced to a problem of controlling two linear and decoupled SISO systems. Desired speed control performance can be achieved by introducing an outer loop with a linear controller specified by using some of the well established linear design methods in the discrete-time domain. For the flux subsystem, no additional extension of the overall control law is necessarily needed, given the obtained input-output relationship, and $v_2(k)$ can be considered as the reference for the flux-like output.

4. Simulation setup and results

A *Simulink* model of the system, shown in Fig.1 was implemented. In the following are described the main blocks in the structure.

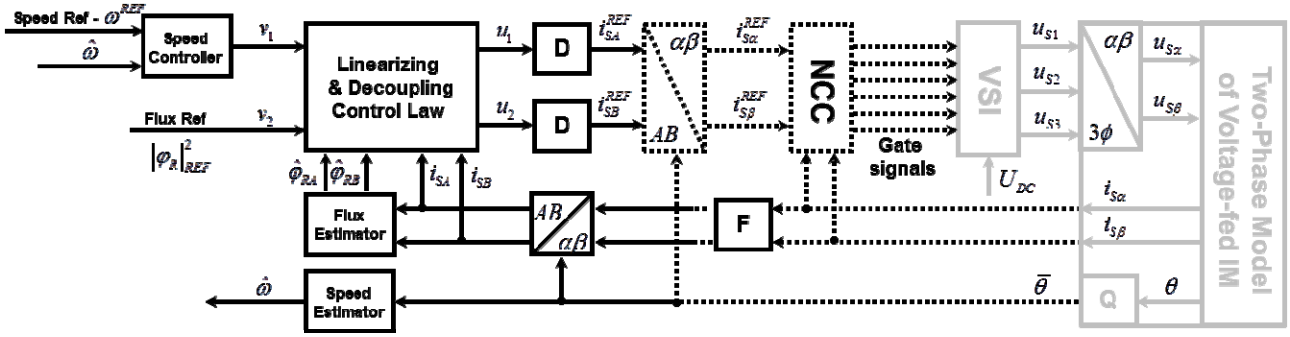


Fig.1. Control system diagram

The values of the motor parameters used in the simulations are: $r_R = 13\ \Omega$, $l_R = 1{,}33\ H$, $r_S = 20{,}13\ \Omega$, $l_S = 1{,}05\ H$, $m = 0{,}957\ H$, $J = 0{,}0005\ Nms^2$, $c = 0{,}00014\ Nms$, $n_p = 2$.

The DC-link voltage is set to $U_{DC} = 540\ V$. Optical encoder with 3600 *ppr* for position feedback is supposed and the position signal is quantized accordingly (the block **Q**).

Current control. The current controller (the block **NCC**) implements a discrete-time nonlinear current control scheme described in the following. Motor currents are sampled at frequency, multiple of the base sampling frequency used for main control law realization, and a vector error signal is formed as: $\boldsymbol{e}_i = \boldsymbol{i}_{S\alpha\beta}^{REF} - \boldsymbol{i}_{S\alpha\beta}$. The α-β plane is divided in six sectors symmetrically around each base vector, and depending on the zone in which the error vector $\boldsymbol{e}_i$ is situated, the appropriate gate signals are generated so that the respective SVM base voltage vector is applied to the motor (its three-phase equivalent).This current control scheme guarantees constant switching frequency of the inverter commutating elements.

Decoupling control law. The decoupling control law block implements (7) using estimates of the rotor flux linkage components supplied by the flux estimator rather than the exact values. The references for the current controller in the α-β plane are obtained by:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha}^{REF}(t) \\ i_{S\beta}^{REF}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{AB\to\alpha\beta}(t) \begin{bmatrix} u_1(t_{k-1}) \\ u_2(t_{k-1}) \end{bmatrix}, \text{ for } t_k \le t < t_{k+1}, \qquad (9)$$

with: $\boldsymbol{T}_{AB\to\alpha\beta} = \boldsymbol{T}_{\alpha\beta\to AB}^{-1} = \boldsymbol{T}_{\alpha\beta\to AB}^{T}$.

It should be noted that while the control law is realized in the A-B frame, where the exact discrete-time model holds for constant stator currents during each sampling period, the transformation matrix is time-varying when the rotor speed is non-zero. This in turns results in time-varying reference stator currents for non-zero rotor speed. Thus, in order to approximate better the assumed conditions, the transformation in the overall control law should be performed with a higher than the base sampling frequency, preferably with the sampling frequency of the current controller.

With black solid lines in the control system diagram (Fig.1) are represented signals that are generated each base sampling period, while with the dotted lines are presented ones generated with the sampling frequency used for current control. For the simulation, a base sampling period of $1\ ms$ is chosen, while a $10\ kHz$ value is chosen for the current control sampling frequency (corresponding to a sampling period of $0{,}1\ ms$). Before feeding the current signals to the decoupling law and the flux estimator, they are filtered digitally (the block **F**) with the faster sampling frequency. The chosen filter is the z.o.h. equivalent of a first-order filter with time constant of $10^{-4}\ s$.

Proper initialization (non-zero) is required to avoid singularity issues at start-up.

Flux estimation and control loop. The rotor flux linkage components are estimated simply through simulation of their equations in the model (3). No outer loop is used for the flux control subsystem, which has the following structure (Fig.2):

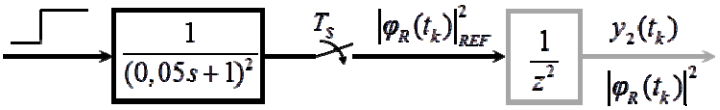


Fig.2. Flux control loop

Speed control outer loop. The rotor speed is obtained by a first-order numerical integration of the quantized position feedback. The chosen transfer function of the filter and the overall control speed loop are shown in Fig.3.

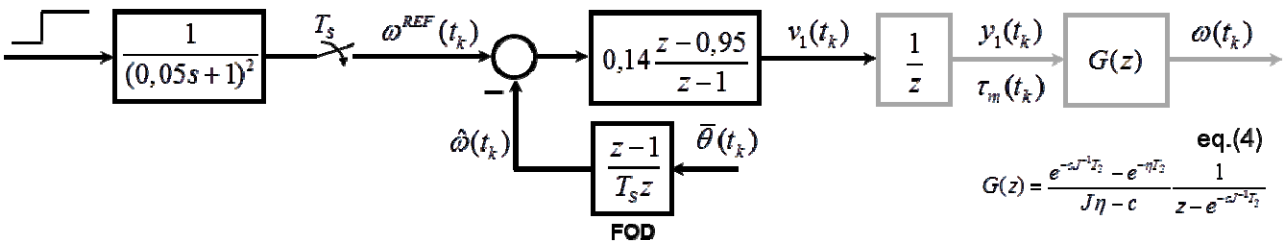


Fig.3. Speed control loop

Some simulated transients are shown in Fig.4. At $t = 1s$, a load torque of $1\ Nm$ is applied to the motor. A uniformly distributed random signal with maximal amplitude of 0,03 is added to both current signals used for feedback, in order to simulate measurement noise.

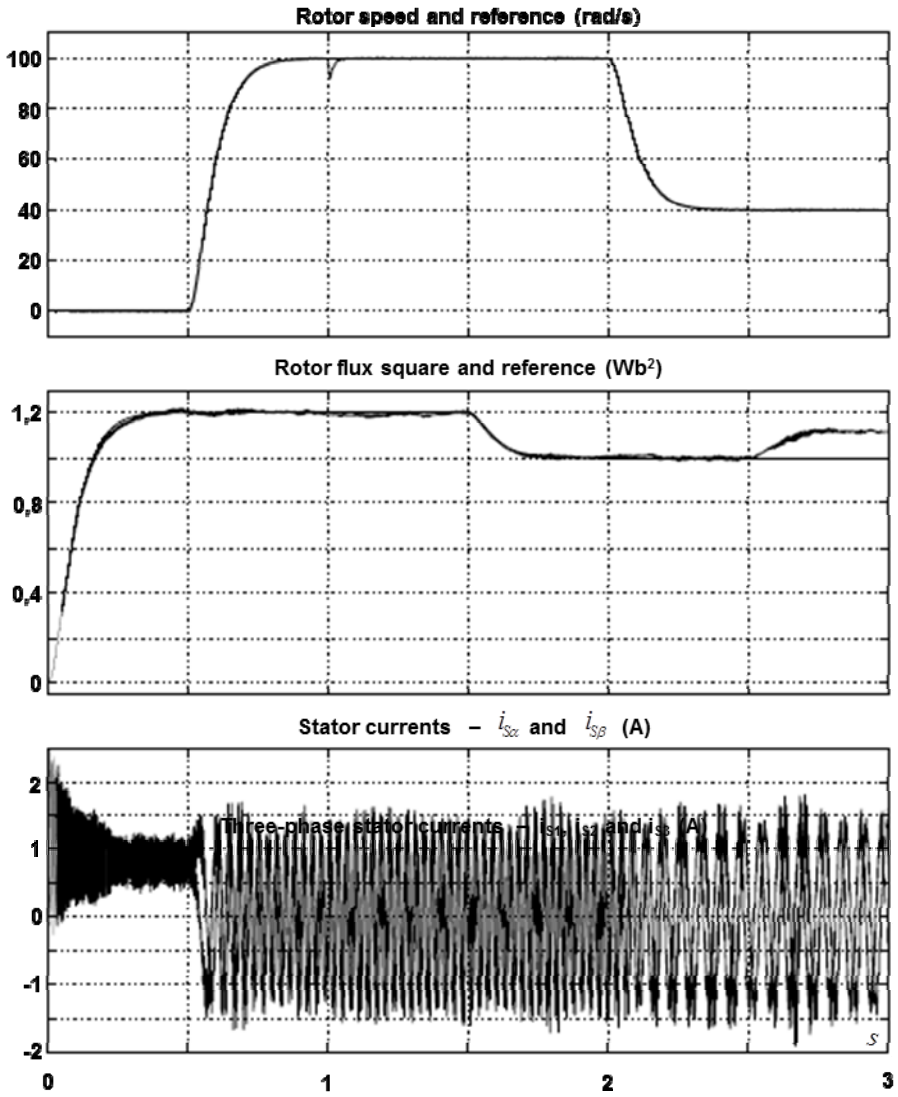


Fig.4. Simulated transients

At $t = 2{,}5\ s$, a 20% raise of the rotor resistance value is applied, which results in a deviation of the actual rotor flux square from the reference. No related instabilities to this common parametric variation were observed during different simulations.

5. Conclusion

A discrete-time nonlinear input-output decoupling control law for induction motors is presented in the paper. The design is based on an exact discrete-time representation of the motor dynamics in current-fed operating mode. A practical implementation scheme is proposed and a detailed model including the full-order motor model and the current controls is developed in *Simulink* environment. The simulation results confirm the practical feasibility of the proposed algorithm and the expected performance. Indeed, motor torque (and ultimately speed) and rotor flux are practically decoupled. It can be argued with certainty, that the computational load, required for implementing the control scheme is well within the capabilities of modern digital signal controllers and the required switching patterns can be easily handled by existing power electronic devices.

Some kind of a rotor resistance estimation scheme should be included in the overall control algorithm so that flux regulation is improved when rotor time constant mismatches are present. Also, the speed control subsystem can be implemented as a cascade control structure with the motor torque as inner variable. This will enable saturating, if needed, the torque reference for guaranteeing the realizability of the linearizing and decoupling control law.

REFERENCES

[1] Leonhard W. (1996), ***Control of Electrical Drives***, 2nd Edition, Berlin, Springer, 1996.

[2] Bose B.K. (2006), ***Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends***, Elsevier 2006.

[3] Chiasson J. (2005), ***Modeling and High-Performance Control of Electric Machines***, Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

[4] Marino R., Peresada, S., Valigi, P. (1993), ***Adaptive input-output linearizing control of induction motor***, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 38, Issue 2, February 1993, pp. 208-221.

[5] Benchaib A., Rachid, A., Audrezet, E. (1999), ***Sliding Mode Input–Output Linearization and Field Orientation for Real-Time Control of Induction Motors***, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, January 1999, Issue 1, pp. 3-13.

[6] Bodson M., Chiasson, J., Novotnak, R. (1994), ***High-Performance Induction Motor Control Via Input-Output Linearization***, IEEE Control Systems, August 1994, pp. 25-33.

[7] Raumer T., Dion, J.M., Dugard, L., Thomas, J.L. (1994), ***Applied Nonlinear Control of an Induction Motor Using Digital Signal Processing***, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol.2, № 4, December 1994, pp. 327-335.

[8] Luckjiff G., Wallace, I., Divan. D., (2001), ***Feedback linearization of current regulated induction motors***, Power Electronics Specialists Conference – PESC, IEEE 32nd Annual, Volume 2, 2001, pp. 1173-1178.

[9] El Moucary C., Mendes, E., Razek, A. (2002), ***Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives***, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, № 5, September/October, 2002, pp. 1307-1315.

[10] Ortega R., Taoutaou, D. ***On Discrete-Time Control of Current-fed Induction Motors***, http://www.supelec.fr/invi/lss/ perso/ortega/papers.

[11] Taoutaou D., Puerto, R., Ortega, R., Loron. L. ***A new field oriented discrete-time controller for current-fed induction motors,*** http://www.supelec.fr/invi /lss/perso/ortega/papers.

[12] Enev St. (2012), ***Discrete-time input-output linearization of current-fed induction motors***, Proceedings of Technical University of Sofia, Vol 62, Issue 2, June 2012, pp. 45-52.

[13] Enev St. (2012), ***Discrete-time nonlinear control of three-phase induction motors***, International Conference, "Automatics and Informatics", 3-7 Oct, 2012, Sofia, Bulgaria, pp. 75-78.

[14] Kazmierkowski M.P., Malesani, L. (1998), ***Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey***, IEEE Transanctions on Industrial Electronics, Vol. 45, № 5, October1998, pp. 691-703.

[15] Soroush M., Kravaris, C. (1992), ***Discrete-time nonlinear controller synthesis by input/output linearization***, AIChE Journal, Vol. 38, №12, December 1992, pp. 1923-1945.

[16] Enev, St. (2013), ***A discrete-time nonlinear control law for current-fed induction motors***. Proceedings of Technical University of Sofia. Vol. 63, Issue 3, 2013, p. 79-86.

Автор: Станислав Енев, доц. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет „Автоматика", Технически Университет - София, E-mail address: *enev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 09.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Снежана Йорданова

ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПАЗАРНИ СТРАТЕГИИ И ЧИСЛЕНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА СИМПЛЕКС МЕТОДА

Александър Ефремов

Резюме: *В работата се разглежда приложението на линейното програмиране за оптимизация на стратегии (ОС) в пазарния сектор на индустрията. В първата част на материала се дискутират особеностите на ОС, при въздействия на търговските организации под формата на оферти за закупуване на продукти, а също и когато въздействията са фактори, като цени, намаления, реклами на продукти и др., с които се оказва влияние на процеса на търсене. Акцентът във втората част на работата е върху някои числени аспекти при реализацията на симплекс метода, намиращ широко приложение в задачата на ОС.*

Ключови думи: *оптимизация на стратегии, маркетинг, симплекс метод, числени методи*

MARKETING STRATEGY OPTIMIZATION AND A NUMERICAL REALIZATION OF THE SIMPLEX METHOD

Alexander Efremov

Abstract: *This work aims to represent the application of linear programming techniques for strategy optimization (SO) in the field of the market sector of industry. In the first part of the paper the specifics of SO are discussed, when the marketing organizations' actions are offers given to customers, or factors like products' price, discount, advertisement, etc., which have an effect on the products' demand. In the second part of the work are considered some numerical aspects of the implementation of the simplex method for solving large scale problems.*

Keywords: *strategy optimization, marketing, simplex method, numerical methods*

1. Introduction

Strategy optimization (SO) is a key process, which provides a substantial growth of the companies playing in the market. Such companies from different industries are retail organizations, banks, mobile operators, gas providers, etc. Generally the application of SO is directed to campaign management – helping the organizations to interact in a better way with their customers. The most popular optimization goals are increase of the revenue, popularity or customer loyalty, reducing the taken risk and so on. The multi-strategy optimization is also an option, where a balance between contradictory objectives is investigated, like the fine tuning between profit and loss.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Now-a-days a big quantity of data representing the customer behavior is available. There are organizations, which keep data for millions, tens of millions or even more customers. This source of information can be used for SO. A useful knowledge, which can be extracted from such a heap of data, is the relation between the customers' performance (represented by a set of dependent variables) and a number of individual characteristics (factors/independent variables). Examples of dependent variables are: customers' propensity to make a specific purchase, payment within a due period and other aspects of individual behavior. The factors, which can be used for a prediction of the customers' performance, are: age, income, marital status, life style and also bureau data presenting their historical behavior, like payment of taxes and loans, macroeconomic factors, etc.

The available data in the retail industry may also represent the products on the market. In this field it is highly important to predict the products demand. Variables that provide information about the demand are the products' sales (they are the dependent variables). The independent variables in this case are the products' price, discount, advertisement, promotion type, products' display, etc.

The complexity of the SO problem grows with increasing the number of potential actions (treatments), involved in the campaigns and the number of ways of their interaction. When customers are the focus of SO, the treatments are the set of potential offers, which stimulate them to buy products or to take a loan and hence to have an effect on the objective. When products are treated, the actions under optimization are the above mentioned factors (price, discount, etc.), which the retailers apply to the market in order to stimulate customers to buy.

An example of interaction between the treatments is a bank, which offers a loan with three possible interests (low, middle and high interest). Here the actions are the three potential offers. It is obvious that if a loan with a middle interest is offered to a customer, then the other offers should not be given to this person. Sometimes the granularity is not at the customer, but at the household level – there is nonsense to offer a loan with middle interest to a husband and a loan with low interest to his wife. Other constraints are imposed on the total number of offers and the duration between the offers. The discussed relations between the offers are at customer/household level, but also there are overall constraints, like the available bank budget for loans and the total number of targeted customers.

Regarding the number of offers – the total number of potential treatments may become up to thousands. The data samples size and the number of treatments, in some cases lead to a huge dimension of SO task. For this reason a numerically stable solution of the optimization problem has to be provided. The focus in the next sections is on different approaches for SO and some numerical aspects of the optimization.

2. Approaches

SO can be performed in different ways. One approach is first to split the overall customers' population (or product nomenclature) under investigation into segments. This can be done by supervised segmentation techniques, like decision trees, neural networks, maximum-likelihood classifiers, etc. After obtaining a set of distinguished segments (each of which should gather customers with similar performance), the next step is to optimize the treatments applied per each segment.

This optimization problem can be formulated as

$$\min \mathcal{F}(x), \text{ subject to } c(x) \geq 0. \qquad (1)$$

Here $\mathcal{F}(x)$ is the objective scalar function and $c(x)$ is the constraint function – m dimensional vector. The argument x is the parameter vector. When a set of segments and a set of potential actions are available it is appropriate the parameters to be gathered in a $q \times n$ dimensional matrix X with rows corresponding to segments and columns connected with the potential actions.

The approach with an initial segmentation simplifies the SO problem and is frequently used in marketing. Its main disadvantage is that the generalization caused by the segmentation decreases the accuracy of the determined "best" actions.

Another approach is to apply the optimization at a customer/household (or at a product) level. Here the number of parameters under optimization may rise drastically. For example real-life problems [9] are connected with data regarding tens of millions of customers and thousands of offers. Additional complexity comes if each parameter (say x_{ij}) should be an integer, with value 0 (don't give the j-th offer to the i-th person) or 1 (give the offer). In order to solve such a large scale integer problem, the separable optimization approach can be used. Its idea is the overall problem to be presented as a set of relevantly independent sub problems with n dimensional parameter vectors $[X]_{i.}$. Also the functions $\mathcal{F}(x)$ and $c(x)$ are sums of the partial functions $\mathcal{F}([X]_{i.})$ and $c([X]_{i.})$ respectively. For the above example each sub problem is associated with a given customer and its dimension depends on the number of treatments. With other words, the separable optimization problem is

$$\max \sum_{i=1}^{q} \mathcal{F}([X]_{i.}), \text{ subject to } \sum_{i=1}^{q} c([X]_{i.}) \geq 0. \qquad (2)$$

The solution of (2) is not discussed in the paper. The important point here is that the separable problem is reduced to many smaller sub problems, which are repeatedly solved during the optimization e.g. by the method discussed in the second part of paper.

A relatively new approach is to perform real-time optimization. The recent customers from the last week, day or even within a shorten time period could be used in order to update the strategy. Here recursive estimators can be used to update the relations between the dependent and the independent variables. This relation (a model) is useful information for SO.

3. Simplex method

The discussed above approaches for SO can be reduced to a linear optimization problem, named also linear programming (LP) [5]. LP is the process of finding the optimal value of a linear function subject to linear equality and/or inequality constraints. The feasible region (if it exists) is a convex polyhedron placed in the parameter space. In case of inequality constraints this set is an intersection of half spaces, specified by the linear inequalities. The linear optimization methods find (if possible) a point of the polyhedron, for which, the objective function has minimum. The canonical form of the LP problem can be written as

$$\min \mathcal{F}(x) = \min c^T x \text{, subject to } Ax = b,\ x \geq 0. \qquad (3)$$

Here the parameters are gathered in the vector x. The criterion is minimum of $\mathcal{F}(x)$, all constraints are transformed into equalities with nonnegative right-hand sides ($b \geq 0$) and all parameters are nonnegative numbers. The matrix $A \in R^{m \times n}$ and the vectors $b \in R^m$ and $c \in R^n$ depend on the particular business logic. All linear optimization problems can be represented in the above form. Here is also assumed that the rows of A are linear independent (if some rows are linear dependent, then there are unnecessary constraints, and they can be removed from the problem definition).

The simplex method is an iterative procedure, which starts from an initial basic feasible solution $x^{(0)}$ (vertex of the feasible region) and at the h-th iteration, for $h = 1, 2, \ldots$, performs a step $\Delta x^{(h)}$ to another feasible solution $x^{(h)}$ until find the optimal solution x^*. The parameters updating rule is

$$x^{(h)} = x^{(h-1)} + \Delta x^{(h)}. \qquad (4)$$

The step in the parameter space has a direction $p \in R^n$ ($\| p \|_2 = 1$), which coincides with a neighbour polyhedron's edge and ends at the opposite vertex of the edge. The step size μ is the edge length, so

$$\Delta x^{(h)} = \mu p. \qquad (5)$$

From this point of view the method is connected with repeatedly transformations of the optimization problem from one basis to another.

The basic solution of the LP problem at the h-th iteration can be formulated by rearranging the columns of A and the elements of x and c, it is possible the first m columns of A to be linear independent. Let A, x and c are

$$A = [A_{\mathrm{B}} \quad A_{\mathrm{N}}], \quad x = \begin{bmatrix} x_{\mathrm{B}} \\ x_{\mathrm{N}} \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad c = \begin{bmatrix} c_{\mathrm{B}} \\ c_{\mathrm{N}} \end{bmatrix}. \tag{6}$$

The $m \times m$ matrix A_{B} is named basic matrix and the vector x_{B} contains the so called basic parameters. Using this notation, let us construct the $n \times n$ matrix A' and the vector $b' \in R^n$, which are

$$b' = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad A' = \begin{bmatrix} A_{\mathrm{B}} & A_{\mathrm{N}} \\ 0 & I \end{bmatrix}. \tag{7}$$

The rows of A' are the normal vectors of all n hyper planes, constructing the polyhedron. As both diagonal blocks are non-singular, then A' is also a non-singular matrix. Hence the point $x^{(h)}$ satisfying the equality

$$A'x^{(h)} = b' \tag{8}$$

is the intersection of all n hyper planes. Also the edges starting from $x^{(h)}$ are intersections of $n-1$ hyper planes.

Let the Lagrangian multipliers vector is denoted with

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{\mathrm{B}} \\ \lambda_{\mathrm{N}} \end{bmatrix}, \tag{9}$$

where

$$\lambda_{\mathrm{B}} = A_{\mathrm{B}}^{-T} c_{\mathrm{B}} \quad \text{and} \quad \lambda_{\mathrm{N}} = c_{\mathrm{N}} - A_{\mathrm{N}}^{T} \lambda_{\mathrm{B}}. \tag{10}$$

As the optimization problem is in the canonical form, all constraints are equalities. Hence λ_{B} are unrestricted in sign. Moreover the descent direction depends on their sign. Let $\lambda_{s+m} < 0$ for $s \in \{1, 2, ..., n-m\}$. Then an appropriate descent direction is defined from

$$\begin{bmatrix} A_{\mathrm{B}} & A_{\mathrm{N}} \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{\mathrm{B}} \\ d_{\mathrm{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathrm{e}_s \end{bmatrix}. \tag{11}$$

The vector $d = [d_{\mathrm{B}}^T \quad d_{\mathrm{N}}^T]^T$, which is [5]

$$d = \begin{bmatrix} -A_{\mathrm{B}}^{-1}[A_{\mathrm{N}}]_{.s} \\ \mathrm{e}_s \end{bmatrix} \tag{12}$$

is the projection of the gradient onto the feasible region. Here e_s is the unit vector with s-th element equal to 1. According to (5) the unit vector p defining the step direction and the step size μ are:

$$p = \frac{d}{\| d \|_2}, \tag{13a}$$

$$\mu = \| d \|_2 \, x_{\mathrm{N},s}^{(h+1)} = \left\| \begin{bmatrix} -A_{\mathrm{B}}^{-1}[A_{\mathrm{N}}]_{.s} \\ \mathrm{e}_s \end{bmatrix} \right\|_2 x_{\mathrm{N},s}^{(h+1)} . \tag{13b}$$

The value of $x_{\mathrm{N},s}^{(h+1)}$ is determined such that one of the basic parameters (say the r-th one) to become 0. This corresponds to arriving at the opposite vertex of the edge with direction p.

The transition from the current vertex to another neighbor vertex in the direction p and distance μ is followed by constructing of another basis. From (12) follows that this transition leads to a change only in the value of the s-th element of x_{N} and also as mentioned $x_{\mathrm{B},r} = 0$. Therefore the new basis differs from the old one in only one column.

4. Numerical realization

The simplex method involves repeatedly solving of linear systems of the form

$$A_{\mathrm{B}} v = w \quad \text{and} \quad A_{\mathrm{B}}^T y = z . \tag{14}$$

Below is presented the Bartels-Golub realization [1] of the simplex method. Let LU decomposition is applied to A_{B}, i.e.

$$A_{\mathrm{B}} = LU , \tag{15}$$

where L is a lower triangular and U is an upper triangular matrix. Let also $A_{\mathrm{B}}^{[r,s]}$ is obtained from A_{B} by replacing its r-th column with the s-th column of A_{N}, i.e.

$$A_{\mathrm{B}}^{[r,s]} = A_{\mathrm{B}} + ([A_{\mathrm{N}}]_{.s} - [A_{\mathrm{B}}]_{.r})\mathrm{e}_r^T . \tag{16}$$

The matrix $A_{\mathrm{B}}^{[r,s]}$ is the new basic matrix. The above relation can be modified as

$$
\begin{aligned}
A_{\mathrm{B}}^{[r,s]} &= L(U + (L^{-1}[A_{\mathrm{N}}]_{.s} - L^{-1}[A_{\mathrm{B}}]_{.r})\,\mathrm{e}_r^T \\
&= L(U + (u - u_r)\,\mathrm{e}_r^T) \\
&= LU_1.
\end{aligned} \tag{16}
$$

The matrix U_1 is not upper triangular as it has a spike column at the r-th position. This structure is due to the matrix $(u - u_r)\mathrm{e}_r^T$, which r-th column consist of non-zero elements. In order to obtain the LU decomposition of $A_{\mathrm{B}}^{[r,s]}$, two steps should be made. First the r-th column of U_1 has to be shifted to the end position, and all columns after it have to be moved with one position to the left. Let this transformation of U_1 is done by the permutation matrix P. The new matrix

$$
U_2 = U_1 P \tag{17}
$$

is still not upper triangular. The reason is that all columns after the r-th one were shifted in one position to the left. This leads to an upper Hessenberg matrix.

The second step for obtaining the LU decomposition of $A_{\mathrm{B}}^{[r,s]}$ is to apply a sequence of Gauss transformations [4, 6] and row interchanges ($G = G^{(k)}G^{(k-1)}...G^{(1)}$) to U_2. This will stably reduce the Hessenberg matrix to an upper triangular form $\widetilde{U}$.

Summarizing the solution of the systems (14) is the following:

$$
solve\ Lv' = w, \quad v'' \leftarrow G^{(k)}w, \quad solve\ \widetilde{U}v = v'', \tag{18}
$$

$$
solve\ \widetilde{U}^T y' = z, \quad y'' \leftarrow G^{(k)T}z, \quad solve\ Uy = y''. \tag{19}
$$

There are other improvements of the Bartels-Golub implementation, when A_{B} is a sparse matrix [2]. For other realizations of the simplex method see [7, 8, 3].

REFERENCES

[1] Bartels, R. H. and G. H. Golub. ***The simplex method of linear programming using LU decomposition***, Communications of the ACM, pp. 266–268, 1969

[2] Forrest J. J. and J. A. Tomlin ***Updating the triangular factors of the basis to maintain sparsity in the product form of the Simplex method***, Mathematical Programming 2, 1972

[3] Goldfarb, D. ***Using the steepest-edge simplex algorithm to solve sparse linear programs***, Sparse Matrix Computations, Bunch and Rose, eds., Academic Press, New York, 1976

[4] Golub, G. H. and Ch. F . Van Loan, ***Matrix Computations***, Second edition, Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1989

[5] Nocedal, J. and S. J. Wright. ***Numerical Optimization***, Springer Series in Operations Research and Financial Engineering, Springer Science + Bu siness Media, LLC, USA, 2006

[6] Press, W. H., S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling and B. P. Flannery. ***Numerical Recipes in C***, Cambridge University Press, 40 West 20th Street, New York, NY 10011-4211, USA, 1992

[7] Reid, J. K. ***A sparsity-exploiting variant of the Bartels-Golub decomposition for linear programming bases***, Mathematical Programming 24, pp. 55–69, 1982

[8] Sanders, M. ***A fast stable implementation of the simplex method using Bartels-Golub updating***, Sparse Matrix Com putations, Bunch and Rose, eds., Academic Press, New York, 1976

[9] *www.experian.com*

Author: Alexander Efremov, Ph.D., assistant prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automation, T echnical University of Sofia, E-mail address: *aefremov@gmail.com* , URL: *http://anp.tu-sofia.bg/aefremov/index.htm*

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Prof. D.Sc. Emil Nikolov

ПРИЛОЖЕНИЕ НА СИСТЕМИ С РАЗМИТА ЛОГИКА ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА БАЛАНСИРАЩИ ТОВАРИ В ЕНЕРГИЙНИТЕ СИСТЕМИ НА ИНДУСТРИАЛНИ ОБЕКТИ

Методи Георгиев

Резюме: *Съвременните енергийни пазари, при които разплащането се извършва по схемата 24 часа напред налагат на големите индустриални консуматори въвеждане на системи за енергиен мениджмънт, при които спазването на предварително зададен товаров график на консумацията на електрическа енергия трябва да бъде реализиран поради наличието на значителни санкции при неговото неспазване. Един от възможните подходи е използване на балансиращи товари, при които управлението им да зависи както от технологичните изисквания на съответното производство, така и от консумираната от предприятието енергия. Настоящата статия предлага подход за управление на подобен балансиращ товар чрез използване на размита логика, която да коригира заданието към производствения процес по такъв начин, че да се увеличи или намали консумацията на предприятието в зависимост от разликата между зададената и консумираната електрическа енергия.*

Ключови думи: *управление на натоварването, размита логика, балансиращ товар.*

FUZZY LOGIC APPLICATION FOR BALLANCING LOAD CONTROL IN INDUSTRIAL ENERGY SYSTEMS

Metody Georgiev

Abstract: *The present electrical energy markets, where the payment is done according 24 hours ahead schema push the large industrial consumers to use electrical energy management systems to control the preliminary settled load schedule because of significant penalties in case of differences between the schedule and the real consumption. One possible way to control the factory load is using of balancing loads. Its control should be dependent of technological requirements and the total factory load. The present article shows one possible way to control such balancing load using fuzzy logic, which should correct the set point to the process in dependence with the difference between the settled load value and the real electricity consumption.*

Keywords: *Balancing load, load compensation, fuzzy control.*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Характерно за индустриалните обекти е, че при тях основната целева функция е спазването на предварително зададен производствен план, който да води до реализация на максмална печалбата за производствената система при определени пазарни условия. Консумираната електрическа енергия е една от променливите, които участват при дефиниране на оптимизационната задача. В съвременните пазари задачата за управление на енергийната консумация е свързана с минимизация на т.нар. енергиен небаланс, определен като разлика между зададената (ESP) и консумираната енергия (EPV) от производствения обект. В зависимост от енерийния пазар енергийният небаланс може да се изчислява за всеки час или за всеки 15 мин. Някои методи за управление на енергийната консумация чрез решаване на оптимизационна задача или чрез синтез на динамичен компенсатор на енергията са разгледани съответно в [1] и [2]. При оптимизационните задачи определянето на оптимизационен модел е трудно поради смяната на условията на производство, като например промени в производствения план, които не могат да бъдат отразени в графика за консумация на електрическа енергия. Това налага създаване на алгоритми за автоматично генериране на оптимизационни модели за различни условия на работа, което е сложна задача, особено за системи, при които сетълмента е на всеки 15 мин. При системите за синтез на динамичен компенсатор, сложността се обуславя от факта, че оптималните параметри на компенсатора трябва да бъдат преизчислявани в зависимост от промяната на параметрите на управлявания обект по отношение на смущението, което е задача свързана с идентификация на параметрите на обекта в реално време. Ето защо настоящата статия има за цел да представи един от възможните начини за управление на подобен обект чрез средствата на интелигентното управление, а именно приложение на размита логика. Тя предполага използването на предварително натрупани знания по отношение на процесите, които се управляват. Формалното описание на тези познания позволяват прилагането на подобен род алгоритми за покриване на по широк клас задачи породени от промяна в условията на работа на технологичните обекти.

2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

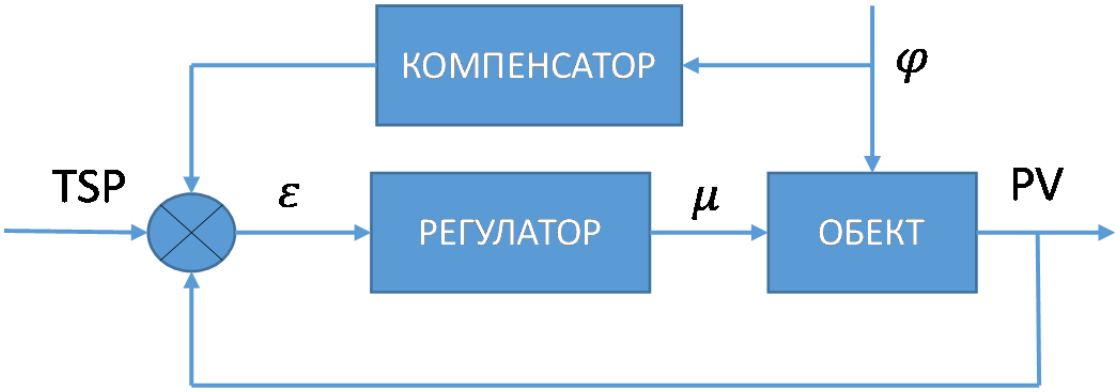
При наличие на компенсатор за регулиране на консумацията на електроенергия, енергийният небаланс се разглежда като смущаващо въздействие по отношение на основния контур на управление.

В общия случай задачата за компенсиране на смущението се свежда до избор на компенсатор [3], който да удовлетворява израза:

$$W_k(p) = \frac{W_f(p)}{W_0(p).W_p(p)}, \qquad (1)$$

където $W_k(p)$ е предавателна функция на компенсатора; $W_0(p)$ е предавателна функция на обекта за управление по задание; $W_p(p)$ е предавателна функция на

регулатора; $W_f(p)$ е предавателна функция на обекта по смущение. Предвид спецификата на производствените процеси в повечето случай стойността на процесната променлива PV, не трябва да пада под и да се качва над определени стойности PV_{min} и PV_{max}. Ето защо, в този случай се добавя супервайзорна логика, която да изключва компенсатора при преминаване на процесната променлива извън зададените граници. Разглежда се товар, който може да компенсира максимум 20% от общата консумация. Блоковата схема на компенсация на смущението е показана на фиг.1, където TSP е заданието към процесната променлива, PV е регулируемата величина, ε е грешката между заданието TSP и PV, μ е изход на регулатора, а φ е смущаващото въздействие.



Фиг.1. Компенсация на измеримо смущение

3. ПРИЛОЖЕНИЕ НА РАЗМИТ КОМПЕНСАТОР ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЕНЕРГИЙНАТА КОНСУМАЦИЯ

Симулационният еквивалент на показаната на фиг.1 блокова схема с размит компенсатор [4,5] е показан на фиг.2 и фиг.3. Данните за консумираната електроенергия от предприятието се получават от симулационен модел, показан на фиг.2 като „Consumption simulation". Симулацията се извършва, като се сумират четири съставки по формулата:

$$P_T = P_{const} + P_{\sin} + P_{rnd} + P_{bp}\,, \tag{2}$$

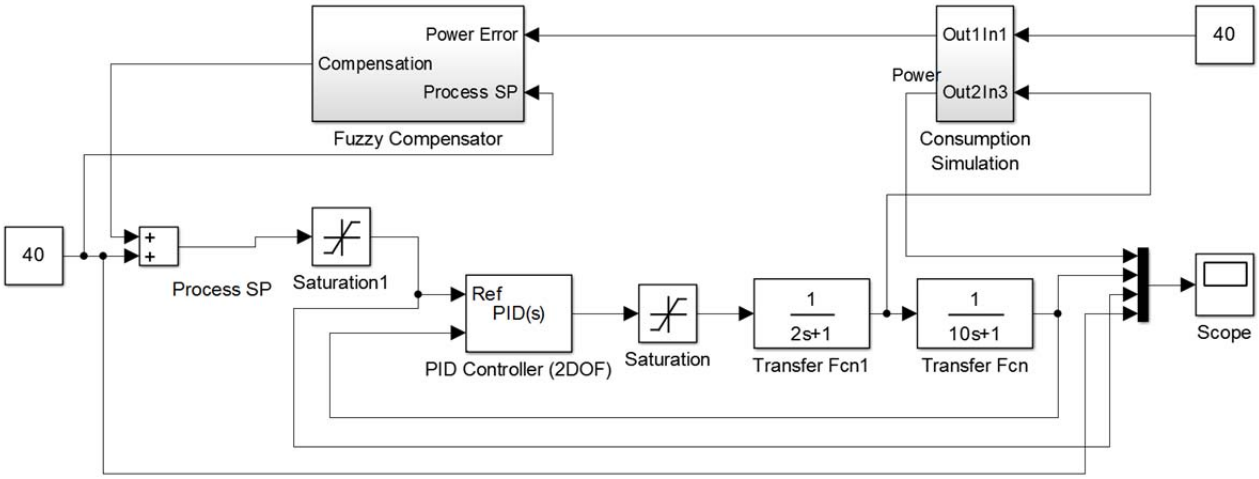
където:

P_T е общата мощност на предприятието;
P_{const} е константна съставка на консумираната електроенергия;
P_{sin} е периодична съставка на консумираната електроенергия;
P_{rnd} е случайна съставка на консумираната електроенергия;
P_{bp} е консумираната електроенергия от балансиращия товар.

Входни променливи на компенсатора са разликата между зададената и реално консумираната енергия $EN=ESP-EPV$ и нейната производна. Входовете и изходът на блока за размита логика са мащабирани от -100 до 100 %. Изходът на компенсатора EC се подава към заданието на технологичния процес TSP, така че:

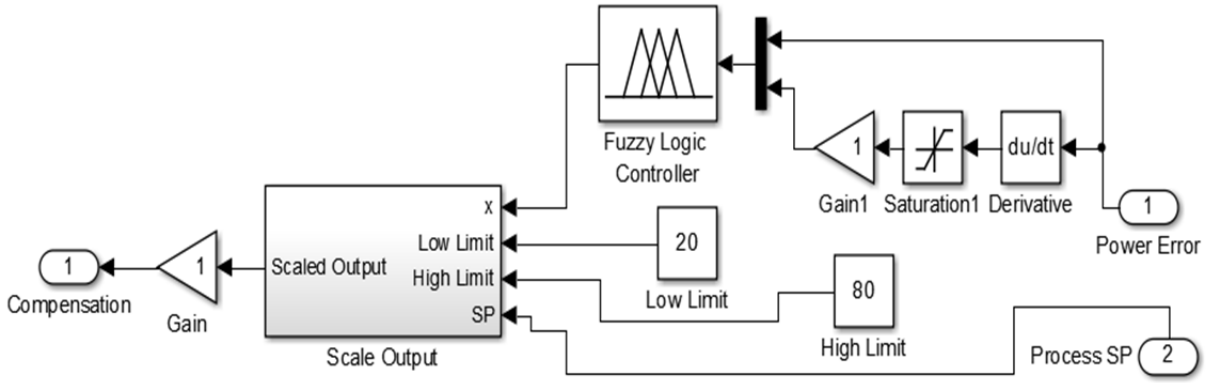
$$SP = TSP + EC \tag{3}$$

Всички величини са мащабирани в обхвата от 0 до 100%.



Фиг.2. Симулационна схема за МАТЛАБ с използване на размита логика

С цел осигуряване на нормална производствена дейност са дефинирани гранични стойности на SP.
Изходът на блока за размита логика се коригира в блока "Scale Output" на фиг.3 по такъв начин, че заданието SP винаги да бъде между допустимите за процеса SP_{min} и SP_{max} стойности, което се явява еквивалент на супервайзорната логика, следяща за наличие на гранични стойнсти на процесната променлива при реализация с „класически" компенсатор [2].



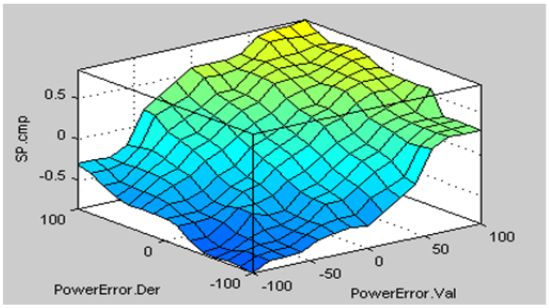
Фиг.3. Размит компенсатор

Повърхнината на управление за размития компенсатор е показана на фиг.4**Error! Reference source not found.**, а правилата за управление са показани в табл.1.

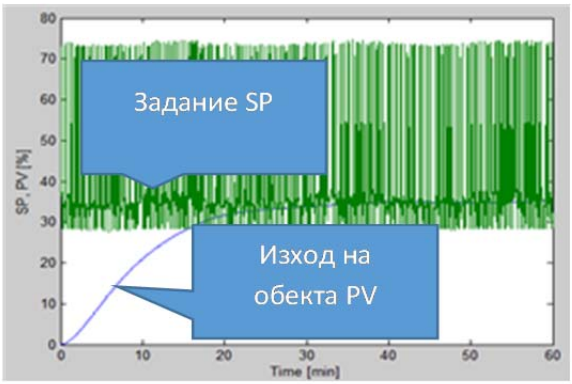
Поведението на зададената стойност (SP) и реакцията на управлявания обект (PV) са показани на фигурите от фиг.5 до фиг.8.
Направените експерименти (фиг.5-фиг.8) при различни стойности на заданието TSP показват, че системата е с ниска чувствителност по отношение на промяната му (фиг.7, фиг.8), при наличие на размития компенсатор.

Табл.1.

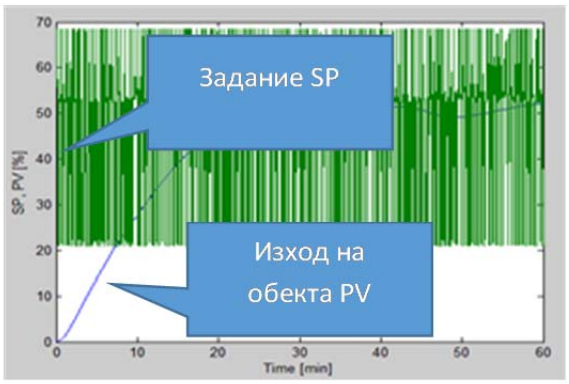
Value / Error	LN	N	SN	Z	SP	P	LP
LN	**LN**	**LN**	**N**	**N**	**SN**	**SP**	**SP**
N	**LN**	**N**	**N**	**SN**	**Z**	**SP**	**P**
Z	**N**	**N**	**SN**	**Z**	**SP**	**P**	**P**
P	**N**	**SN**	**Z**	**SP**	**P**	**P**	**LP**
LP	**SN**	**SN**	**SP**	**P**	**P**	**LP**	**LP**



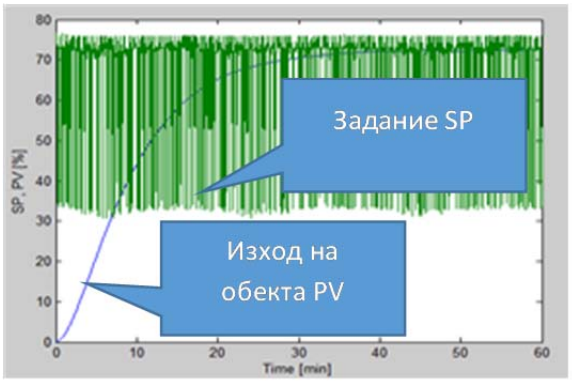
Фиг.4. Повърхнина на управлението за размития компенсатор



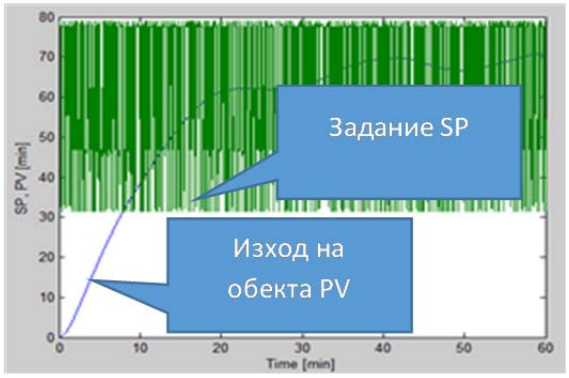
Фиг.5. Поведение на системата при задание ESP=25%, TSP=60%



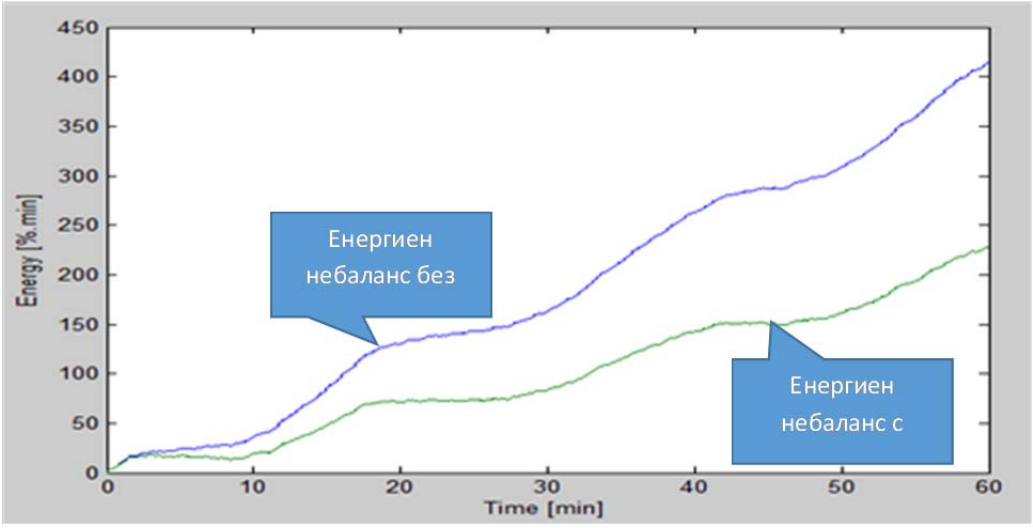
Фиг.7. Поведение на системата при задание ESP=60%, TSP=25%



Фиг.6. Поведение на системата при задание ESP=90%, TSP=60%



Фиг.8. Поведение на системата при задание ESP=60%, TSP=75%

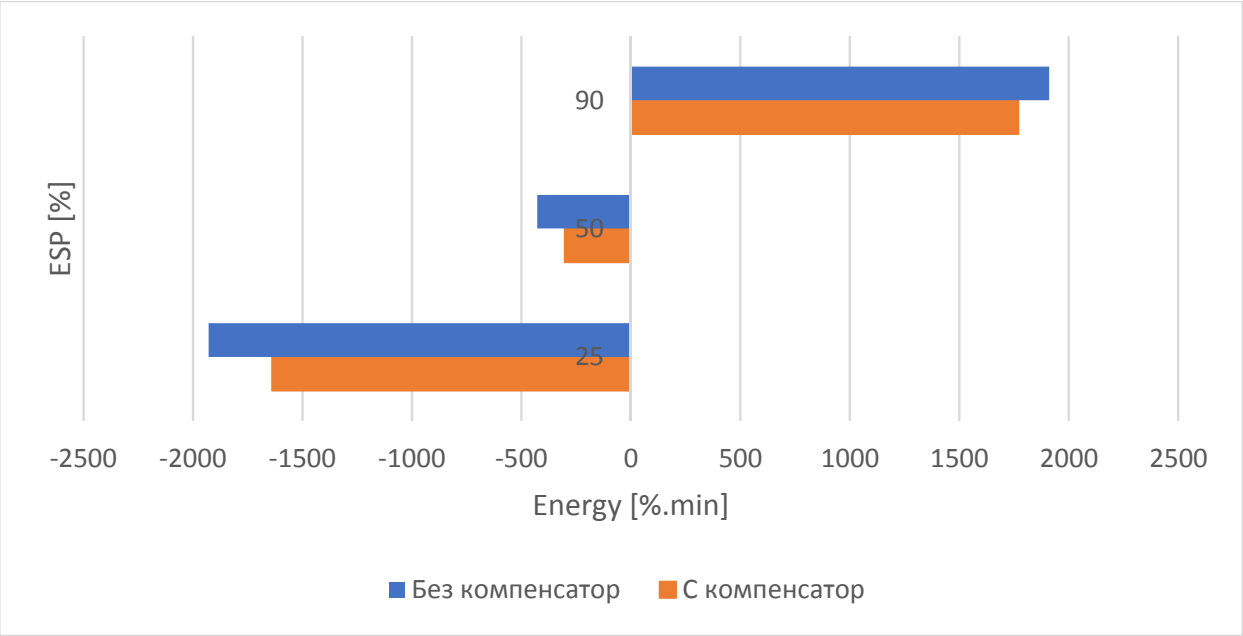


Фиг.9. Оценка на енергийния небаланс със и без коменсация

От графиките и данните в табл.2 и табл.3 е очевидно, че при увеличаване на заданието за консумация на електроенергия компенсаторът увеличава заданието SP до по-висока стойност с цел по-голяма консумация на електроенергия в балансиращият товар и обратно при намаляване на заданието за консумация заданието SP също се намалява с цел намаляване на цялостната консумация на предприятието. Оценката на енергийният небаланс е изчислен като интегрална стойност от разликата между зададената и действителната стойност на енергийната консумация в рамките на периода на сетълмент (1 час). Вижда се, че при използването на този начин за компенсиране технологичните граници за SP, които за конкретния случай са между 20% и 80% са спазени, като при това се постига значително намаляване на енергийния небаланс, което е видно и от данните във фиг.11 и фиг.12. Оценката на енергийния небаланс може да се види графично и на фиг.9.

Табл.2.

ESP [%], TSP=60%	Енергиен небаланс без компенсация, [%.min]	Енергиен небаланс с компенсация, [%.min]
25	-1929	-1638
50	-428	-301
90	+1910	1769



Фиг.10. Енергийни загуби при промяна на заданието за консумация на енергия ESP

В табл.3 са показани показателите на системата за ефективност при промяна на заданието TSP.

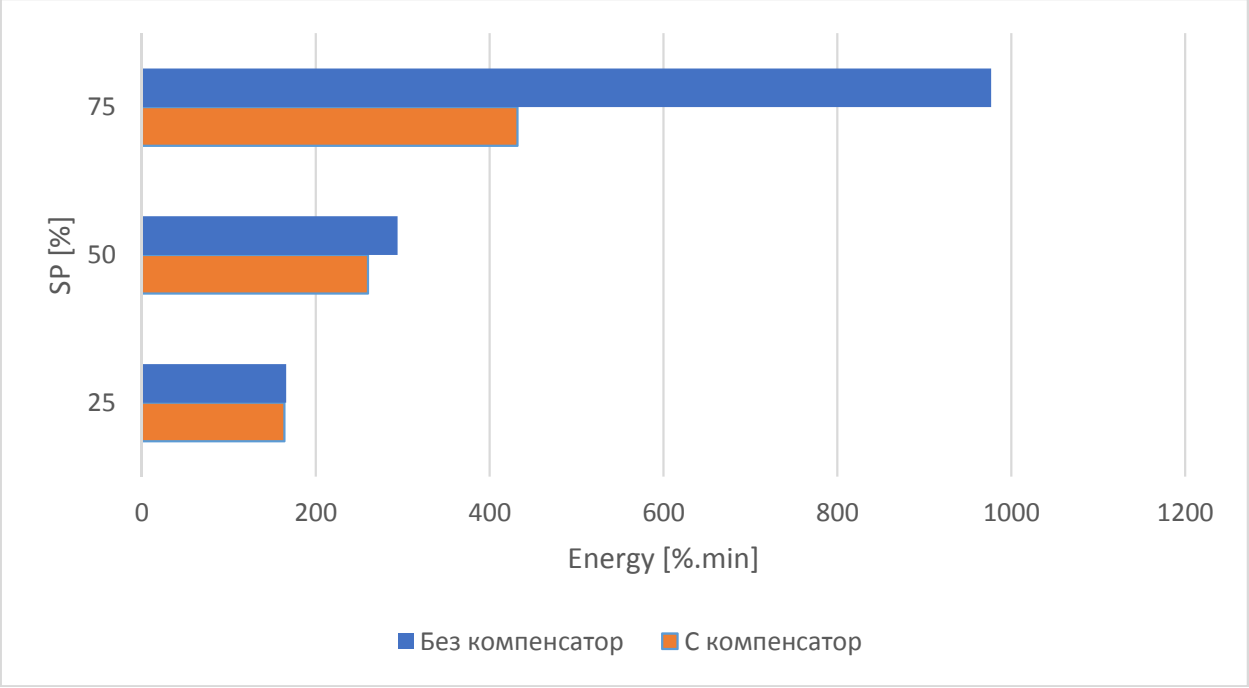
Табл.3.

TSP, %, ESP=50%	Енергиен небаланс без компенсация, [%.min]	Енергиен небаланс с компенсация, [%.min]
25	-166	-164
50	-294	-260
75	-977	-432

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата разработка е разгледан актуален проблем за управление на енергийната консумация в индустриални обекти в условията на свободен пазар. В статията е предложен метод за използване на балансиращите товари, при който енергийните небаланси се разглеждат като измеримо смущение, което се компенсира чрез използване на размит компенсатор.

Представена е симулационна схема за изследване на проблема с компенсация на енергийните небаланси в среда на МАТЛАБ. За целите на експеримента е разработен блок за мащабиране на изхода на размития регулатор в определени граници зависещи от максимално допустима и минимално допустима стойност на процесната променлива за спазване на определени технологични изисквания.



Фиг.11. Енергийни загуби при промяна на заданието TSP

В резултат на направените експерименти е установено, че компенсиращата схема с размит компенсатор значително намалява енергийният небаланс. Технологичните параметри (ограниченията за SP) се спазват независимо от промените на заданието за енергийна консумация ESP или технологичното задание TSP, което гарантира осигуряване на стабилност на производствените процеси.

5. ЛИТЕРАТУРА

1. Георгиев М, Автоматизирани системи за енергиен мениджмънт, Годишник на ТУ-Варна, 2010, стр.186-188
2. Георгиев М, Управление на балансиращи товари в енергийните системи на производствени предприятия, Международна конференция „Автоматика и Информатика“ 2013 г.
3. Хинов, Х. М. , Наплатаров, К. Х. “Автоматизация на технологичните процеси” ДИ ”Техника” ,С.,1987 г.

4. Fuzzy Logic Toolbox Users Guide R2014a, Mathworks, March 2014
5. Младенов В, Йорданова С, Размито управление и невронни мрежи, ТУ-София, 2006

Автор: Методи Г. Георгиев, гл. ас. д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *georgievmg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Снежана Йорданова

МЕТОДИЧЕСКИ АСПЕКТИ ПРИ ПОДГОТОВКАТА НА МАТЕРИАЛИ ЗА ЕЛЕКТРОННО ОБУЧЕНИЕ

Весела Карлова, Соня Николова

Резюме: *Електронните форми за обучение обикновено са базирани на подобряване на процеса на учене чрез повишаване на определени умения в обучаемите, като например сътрудничество, конкурентост или решаване на проблеми. Опитът показа, че използването на практически модел помага на обучаемите да постигнат по-добри резултати в тяхната оценка. Анализирани и представени са резултати от прилагането на практически модел.*
Ключови думи: *Електронно обучение, методика, модулна единица, форми на е-обучение*

METHODOLOGICAL ASPECTS IN THE PREPARATION OF E-LEARNING FORMS

Vessela Karlova, Sonia Nikolova

Abstract: *The e-learning forms are commonly based on improving the learning process through the enhancement of certain skills in students, such as collaborative, competitive or problem-based learning. The experience showed that the use of the practical model helped students to achieve better results in their evaluation. Design, implementation and assessment results of the practical model are also presented and analyzed.*
Keywords: *E-learning, Forms of e-learning, Methodology, Module unit*

1. Въведение

Трансформирането на информацията в знания се нуждае от условия, за да може този процес да премине по възможно най-ефективен начин.

Създаването на електронни среди за управление на знанието дава възможност за получаване и усвояване на знание, като това може да се случва отдалечено, в удобно време, интерактивно е, интегрира в себе си последни технологии и всичко това индиректно улеснява процеса на учене.

Теорията и практиката, обаче все още не са дали отговори на важни въпроси, свързани с използването на технологиите в образователен контекст, първият от които е за педагогическото предназначение на технологиите и какви се техните потенциални предимства пред традиционните образователни технологии.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Въпреки това, съвременният свят очаква технологиите да са част от формалното учене, тъй като те са неизменна частица от начина на живот извън обучението [1-5].

2. Цел и задачи

Целта на настоящата работа е да изложи основните етапи при подготовката на електронни материали за обучение, които се съдържат в модулна единица, чрез практико-теоретичен модел базиран на личен опит.

За постигане на целта е необходимо да бъдат решени следните задачи:

а) дефиниране на граници в съответната модулна единица от областта на темата;

б) определяне на основни позиции за знание, което трябва да бъде усвоено;

в) вграждане на собствената методология на преподаване, адаптирана към съответната електронна форма за обучение;

г) умения за създаване на възприемчива среда, в съответната електронна форма, която да осигури усвояване на знание;

д) анализиране на резултатите от обучението с цел обратна връзка за подобряване на методиката на преподаване и улесняване и прилагане на „наученото“.

3. Представяне на процеса по възприемане на знание

Под понятието модулна единица в настоящия текст се разбира конкретна тема от съответен електронен курс. Модулната единица може да включва различни форми на е-обучение, като лекция, презентация, демонстрационен пример, тестови въпроси, електронна библиотека.

Тези различни форми позволяват да се представи дадената тема по начин, чрез който да се предаде знание, да се потвърди, да се провери „наученото“ и да се сподели. От тази гледна точка ролята на обучаващия е да конструира обучението си по такъв начин, че то да стимулира и напътства, и създава условия за конкурентност след усвояването в обучаемия.

На фиг.1 е показан модел на система за предаване на знание.

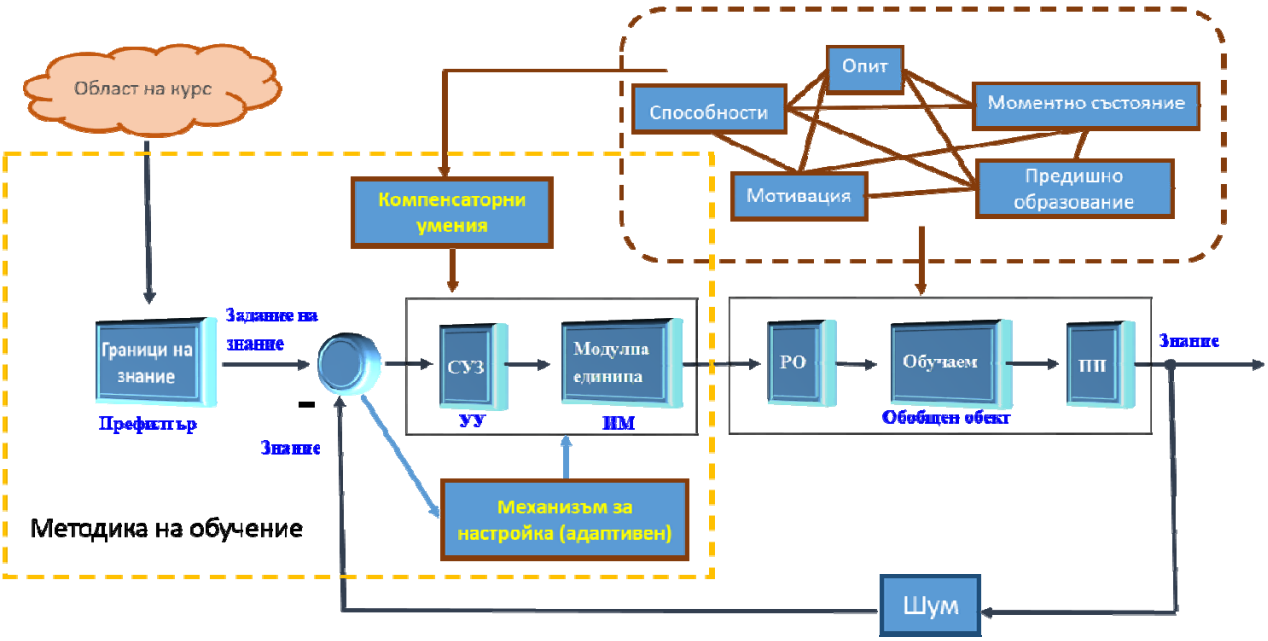
Представеният модел е пречупен през призмата на структурен модел на автоматизирана система за управление и е разработен в съответствие с поставените задачи в работата.

Логиката на модела е следната.

От областта на курса се формират граници на знание, което трябва да бъде усвоено. Тази позиция представлява филтър на знанието и определя основните моменти, които трябва да бъдат научени.

Системата за управление на знанието (СУЗ), в роля на управляващо устройство (УУ) е съобразена с филтрираното задание и чрез изпълнителния механизъм (ИМ) – модулната единица въздейства на обобщения обект на управление. Обучаемият (обекта) получава знание в зависимост от регулиращия орган (РО) – например собствената си преценка и в следствие на първичен преобразувател (ПП) – например отново собствена преценка, формира знание.

„Наученото“ се проверява със средства от модулната единица.



Фиг.1

При недостатъчно усвояване на знания е необходимо да се задейства механизъм за настройка в обучаващия. Този механизъм е адаптивен, тъй като знанието (регулируемата величина) може да е зашумено.

Подобряването на съотношението полезно знание към зашумено (полезен сигнал / шум) може да се постигне с филтър, с предавателна функция определена от обучаващия, който да пропусне съществените моменти от знанието и да отсече несъществените съставящи.

Върху знанието влияят и различни фактори (външни и вътрешни смущения), обикновено са със случаен характер, имат различни степени на влияние върху обекта и поради тази причина в управлението е включен елемент на адаптация.

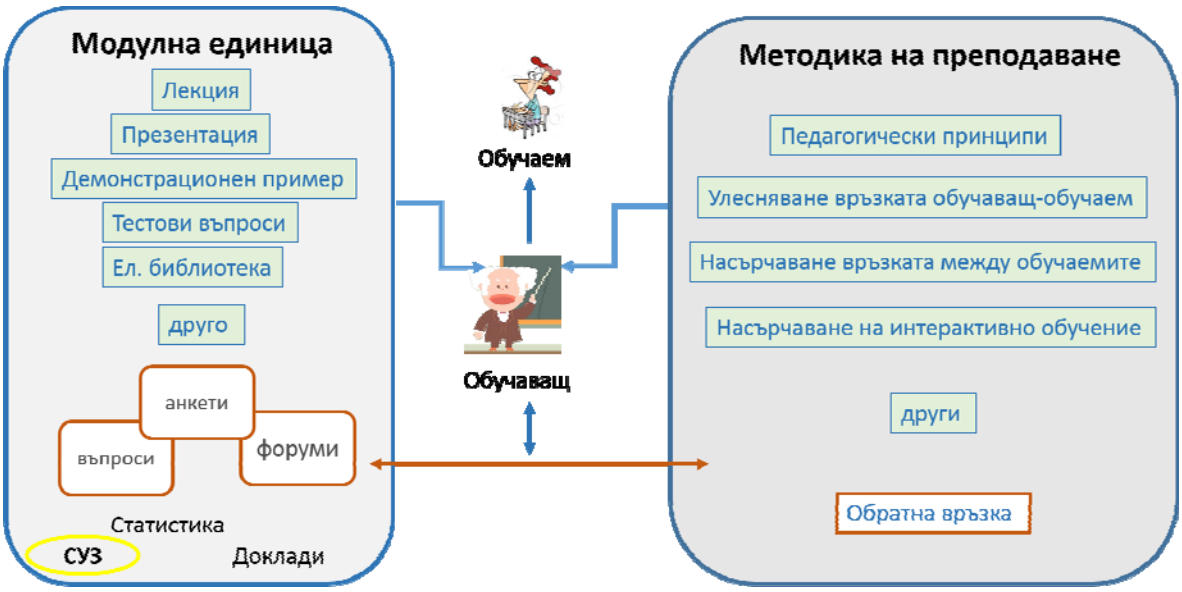
От друга страна външните и вътрешните фактори могат да бъдат компенсирани и също да подпомогнат функциите на управляващото устройство.

Управлението на процеса на възприемане на знание се състои от четири отделни механизма – класическа система за управление на знанието – класически регулатор, адаптивен механизъм, задействан на база грешка в системата, включване на компенсиращи умения и претегляне на знанието (заданието).

Тези механизми формират методика на управление и гарантират по сложен начин научаване, прилагане на знания и усъвършенстване на собствената методика за създаване на качествени учебни материали.

4. Представяне на процеса по създаване на модулна единица

Съобразно системния подход за намиране на конкретно решение, базиран на декомпозиция – от общото към частното, може би най-съществен елемент в модела за възприемане на знание се явява модулната единица. На фиг.2 е показана схема, съобразно която се вижда ролята на модулната единица.



Фиг.2

Всяка една методика на преподаване се подчинява на педагогически принципи, които касаят действия за получаване на знания в обучаемия.
Тези действия и обратната връзка могат да бъдат извършвани синхронно чрез аудио и видео конференция, чат или асинхронно чрез дискусионни панели, календар, уеб-сайт линкове, групови съобщения, имейл.
При проектирането на функционален модел на модулна единица за електронно обучение се преминава през следните етапи:

1. Предварително проучване на основните проблеми, възникващи в процеса на обучение и стратегии, които специалистите препоръчват за преодоляването им.

2. Проектиране на самия модел и разработване на електронните ресурси за осигуряването му, инструкциите за комуникация и ресурсите за управление на обучението.

3. Диагностична процедура за изследване на измененията на учебните постижения и мотивите за учене, настъпващи у обучаемите вследствие прилагането на разработения модел за електронно обучение.

Модулната единица представя опита и методиката на преподаване на обучаващия. Поради тази причина тя трябва да бъде конструирана възприемчиво, като нейното оформление запазва уникалността на обучаващия.
Вид и усещане като термин от графичния потребителски интерфейс включва елементи като цветове, форми, графично оформление, шрифтове и размер на шрифт (външен вид), както и поведението на динамични елементи като бутони и менюта (усещане). Общопознати от когнитивната психология са ефектите върху възприятията и ученето на цветовото оформление, гъстота на текст, разнообразие на шрифтове, свободно пространство, разположението на различните елементи върху страницата, както и тяхното естетическо оформление, което подсилва или отслабва логическата структура, йерархията на елементите и относителната важност на информацията.

Най-честите недостатъци при оформлението са:

- нехармонично подбрани цветови схеми, комбинации от цветове, които пречат на възприемането на текста;
- несъразмерно подбрани шрифтове с прекалено малка големина на буквите и малка разредка. Прекомерно голямата гъстота на текста пречи на възприемането, разбирането, на ориентацията в текста;
- неподходящи цветове на шрифта спрямо основния цвят на част от модулната единица;
- неспазване на принципа за раздробяване на по-дълги текстове.

Не са приети единни стандарти при конструирането, изграждането и оформлението на модулна единица. Обикновено се следват правила, които са изложени по-горе. Тези правила към момента оформят обща база данни, която още се попълва от информацията от обратната връзка, идваща към обучаващия.

Ситуацията е изключително динамична, тъй като на обучаемия влияят редица случайни фактори. Също обаче при този начин на обучение, задачата се възлага на обучаващи, които имат опит в преподаване, утвърдили са се в съответната област и за тях не е трудно да представят своята методика на преподаване в по-различната дистанционна среда.

Липсата на опит, педагогически и/или житейски, при обучаващите се изразява в не добро оформление, загуба на логическа връзка, разбърканост и др., т.е. затруднява се получаването на знание от обучаемия.

5. Личен опит

По нататък ще бъде систематизиран „личен опит“ при изграждане на модулна единица – конструиране, оформление, предаване на знание, обратна връзка с обучаемите, споделяне на знание.

5.1. Лекция

Предаването на знание чрез тази електронна форма обикновено представлява електронен документ, може да е част от учебник.

Предполага подробно изложение на съответната тема. Съдържа всички необходими технически спецификации – таблици, формули, фигури, извадки, диаграми. Текстът изпълва цялата страница, без да се допускат излишни празни полета и обратно. Всички графични обекти трябва да са четими и изпълнени калиграфски. Тези действия са с почти задължителен характер, тъй като действат на обучаемия на когнитивно ниво. Електронната лекция предполага строг, официален стил на изразяване. Може да представлява видео-лекция и по този начин да не се отличава или да е много близка до лекцията пред аудитория. Разликата е, че електронната лекция трябва да е подготвена по такъв начин, че да не предизвиква въпроси или да оставя неизяснени понятия в обучаемите.

5.2. Презентация

Ако в модулната единица съществуват и двата компонента лекция и презентация, то електронната презентация няма да се отличава по изпълнение от тази представена пред аудитория.

Тя допуска нестрог стил на изразяване, метафори, дори хумор, предразполага към възникване на дискусия, постоянно държи в себе си неявна обратна връзка – обучаем-обучаващ. Информацията по слайдовете е само най-важната, подробни доказателства и убеждения отсъстват, тъй като те са включени в частта лекция. Съществуват редица препоръки за изработката на презентация в същината и, и в нейното техническо оформление.

При модулна единица, в която отсъства част лекция, ролята на презентацията е съществена. Тя трябва да изпълнява функционалната роля на лекция. Тогава нейното съдържание е различно. Информацията, която презентацията представя е достатъчно подробна, добре е в началото да има кратко съдържание, за да може обучаемия предварително да си създаде представа за това какво може да научи.

Създаването на лекция-презентация обикновено е предизвикателство и за обучаващия, тъй като в ограничено пространство трябва да се поднесе знание по такъв начин, че то да е възприемчиво, да не създава първоначално недобро отношение, да съдържа кратки изречения, но достатъчно информативни, да представя кратки извеждания, но такива, че да не оставят неясноти в обучаемия и т.н. Удачно е в края на презентацията да се маркират най-важните пунктове, които обучаемия трябва да научи. Задължително условие за добра презентация е добър шрифт, достатъчно голям, но не прекалено, калиграфско качество на графичните обекти, не прекалено дълги текстове и др.

5.3. Демонстрационен пример

Тук се описва конкретен демонстрационен пример, представя се неговото решение – аналитично или симулационно. Могат да се дадат задачи и за самостоятелна работа, демонстрационния пример може да представя и решение на изпитна задача.

Чрез демонстрационен пример може да се покаже работа на конкретно устройство, да се покаже обработка на характеристика, да се извърши конкретна настройка на устройство, т.е. това може да е информация, която е изнесена извън презентацията, за да не я утежнява допълнително.

Тази част от модулната единица може да представя съществени части от лабораторно упражнение, като описана опитна постановка или части от семинарно упражнение, като описан синтез, метод, реализиращ алгоритъм и др.

Друга алтернатива е чрез отдалечен достъп да се даде на обучаемите достъп до конкретна среда, в която те да извършат виртуално лабораторно занятие, например управление на лабораторен стенд.

5.4. Тестови въпроси

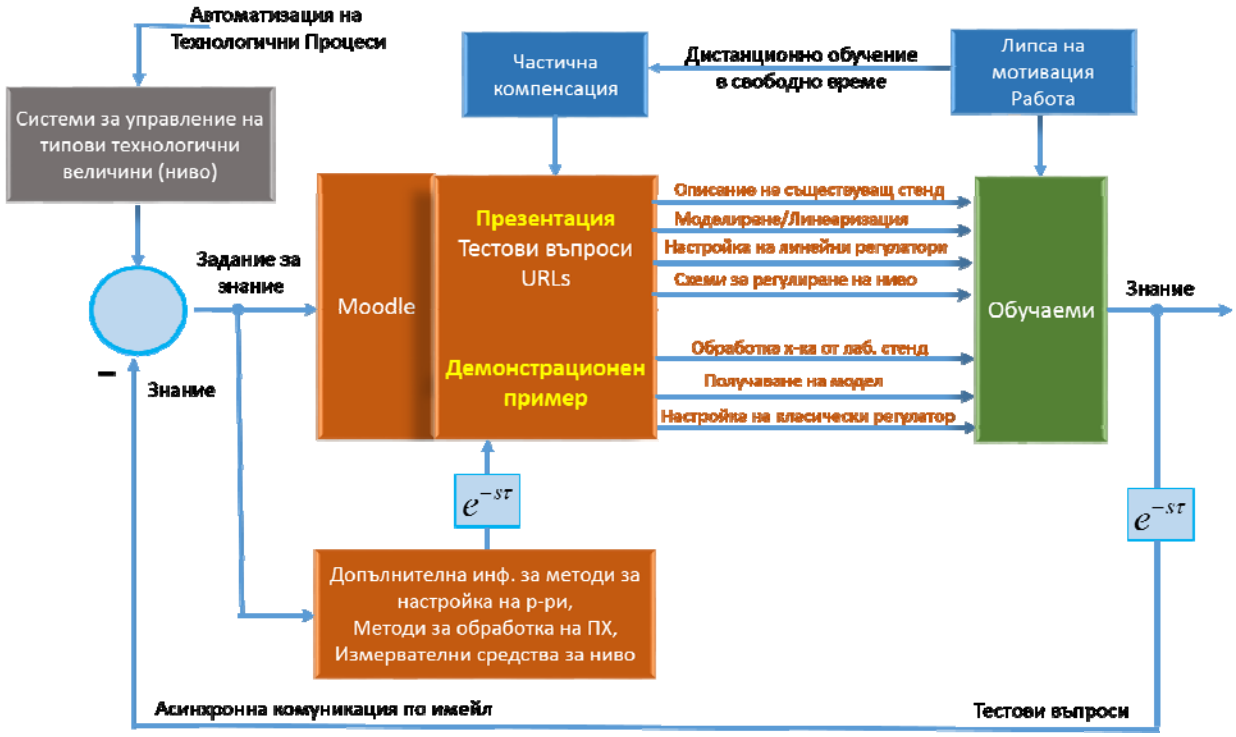
Тестовите въпроси имат за задача да упражнят форма на контрол върху обучаемия. Показват най-важните точки от съответната електронна форма за обучение и служат за обратна връзка, както на обучаващия, така и на обучаемия, като на последния показват пунктовете, върху които трябва да наблегне, за да усвои знанието.

Съществуват редица указания, дори стандарти за направата на тестови въпроси.

Тези указания могат да бъдат вградени и в електронна форма на тест, тъй като електронния тест не се отличава по нищо от тест направен на хартия.
Някои от тези указания са брой въпроси, трудност на въпросите в общия тест, отворени въпроси, отговори с графичен материал, точкуване на отговорите, формиране на крайна оценка и др.

5.5. Електронна библиотека

В тази част на модулната единица се препоръчват от обучаващия интернет връзки, които имат отношение към представения материал.
Тези връзки могат да препращат към подобен електронен курс в други университети, да представят налична в интернет пространството електронна книга, лекция, решен пример, видео-презентация, електронни материали на фирми, като технически спецификации и много други.
Обучаващият преценява с какъв точно ресурс да допълни и оформи цялостна картина на знанието, което да предаде на обучаемия.
На фиг.3 е показан възприет модел за електронно обучение във факултет Автоматика по дисциплината Автоматизация на технологични процеси.



Фиг.3

Модулната единица съдържа презентация, която е лекционна, тестови въпроси, електронни връзки и демонстрационен пример. Използвана е логиката на представения в т.4 модел. Определена е тема на модула и е дефинирано задание за знание, на фиг.3 се виждат и знанията които са заложени в електронните форми и трябва да бъдат усвоени от обучаемите.
След получената обратна връзка, със закъснение, са формирани допълнителни знания, които също с известно закъснение модифицират знанията, постъпващи

към обучаемите, чрез подаване на нови (преработени) от обучаващия управляващи въздействия. Електронните форми на обучение дават възможност за учене в свободното време и по този начин са атрактивни за възприемане от обучаемите и в голяма степен подобно обучение е успешно.

Включването на интересни интернет връзки, изготвянето на добра презентация, демонстрационен пример с практическа ориентация е гаранция за усвояване на знания и прилагане на „наученото“ в голяма част от обучаемите.
Контактът обучаващ-обучаем също е съществен и се оценява високо от обучаемите.

6. Заключение

Настоящата работа представя личен опит в изграждането на практико-теоретичен модел за създаване на електронни форми за обучение чрез поредица от стъпки като: определяне на граници на знание; определяне на основни знания за научаване; вграждане на собствената методология на преподаване; придобиване на умения за създаване на среда за усвояване на знание. Показано е конкретно решение, обобщени са идеи за конструиране на модулна единица.

Получените резултати, като обратна връзка, показват, че прилагания модел е ефективен и води до усвояване на знания в голям процент от обучаемите. Предстои работа по допълнителна обработка на получените данни с цел създаване на лесно достъпни качествени учебни материали.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Ani Matei, Catalin Vrabie, ***E-learning platforms supporting the educational effectiveness of distance learning programmes: a comparative study in administrative sciences***, 3rd World Conference on Learning, Teaching and Educational Leadership - WCLTA 2012, Procedia - Social and Behavioral Sciences 93, 526 – 530, 2013

[2]. Andres Cabrera-Lozoya, Fernando Cerdan, Maria-Dolores Cano, Diego Garcia-Sanchez, Sergio Lujan, ***Unifying heterogeneous e-learning modalities in a single platform: CADI, a case study***, 2011 Elsevier Ltd. All rights reserved, Computers & Education 58, 617–630, 2012

[3]. Богданов Ст., Автореферат на дисертация, ***Педагогическата ползваемост при разработване на електронни дидактически материали в обучението по съвременни езици***, София, Нов български университет, 2013

[4]. Пангалова-Иванова В., ***Дизайн на електронно учене/обучение по химия и опазване на околната среда,*** Списание на Софийския Университет за електронно обучение, 2011

[5]. Пейчева-Форсайт, Р. ***За качеството на електронното обучение***. – В: Четвърта национална конференция с международно участие по електронно обучение във висшето образование, Академично издателство „Ценов”, 32-48, 11-13 Май, Свищов, 2012

Автори: Весела Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет „Автоматика”, Технически Университет - София, E-mail address: *vaks@tu-sofia.bg***;** Соня Николова, инж. маг. докторант - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет „Автоматика”, Технически Университет - София, E-mail address: *snikolova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 06.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Снежана Йорданова

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД "РЕГУЛИРАНЕ НА НИВО"

Александър Маринчев, Весела Карлова-Сергиева

Резюме: *Лабораторният стенд "регулиране на ниво" моделира динамиката на различни реални индустриални системи. Системите за регулиране на ниво съставляват около 10% от общия брой на системите за регулиране на типови технологични процеси. Поради тази причина лабораторният стенд "Регулиране на ниво" е полезен за обучението на студенти, а също така и за различни научни и приложни експерименти.*

Ключови думи: *регулиране на ниво, ниво на течности, математични модели на ниво*

EXPERIMENTAL STUDY OF LABORATORY BENCH "LEVEL CONTROL"

Aleksandar Marinchev, Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: *Laboratory bench "level control" models dynamics of various real industrial systems. Systems for regulating the level constituting approximately 10% of the total number of control systems of the industrial processes. Therefore laboratory bench "level control" is useful for educating students, but also for various scientific and applied experiments.*

Keywords: *level control, level of liquid, mathematical models of level*

1. Въведение

Регулирането на ниво е широко застъпено в много сфери на индустрията. В различни инсталации е необходимо да се поддържа определен материален баланс, както на течности , така и на насипни материали. Разпространеността на този процес, както и множеството от възможности за автоматично поддържане на ниво прави тази тема интересна за изследване.

Регулирането на ниво се изисква в тези случаи, когато трябва да се гарантира определен запас от вещества, необходим за правилното протичане на даден технологичен процес, а също и чрез който се намаляват смущенията върху други параметри. Системите за регулиране на ниво съставляват около 10% от общия брой на системите за регулиране на типови технологични процеси. Регулира се нивото на течности в различни буферни резервоари, чрез което се поддържа определен материален баланс в даден апарат или група от апарати. Регулира се

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

нивото на водата в барабанните парни котли, регулира се нивото на течности в различни изпарителни инсталации, химически реактори. В първия случай е налице регулиране на ниво при хидродинамични процеси, а в останалите случаи – при топло и масообменни процеси [5].
Освен на течности в практиката се налага да се регулира ниво на насипни материали - зърно, пясък, филц, цимент и пр. В случая регулирането на ниво се осъществява при протичане на механични процеси.

2. Цел и задачи

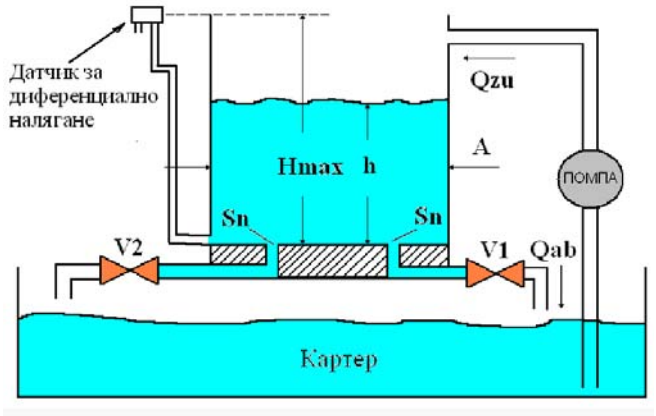
Целта на настоящата работа е да изучи лабораторен стенд “Регулиране на ниво” и да се съставят първоначални модели на динамиката му, които да бъдат използвани за последващи изследвания или в учебният процес.

Задачите които са изпълнени за постигането на целта са:

- анализ на характеристиките на лабораторният стенд;
- планиране на експеримент и получаване на предварителна информация;
- извършване на експерименти и обработка на данните.

3. Описание на стенда

Постановката за регулиране на ниво (фиг.1.) се състои от резервоарна система, преобразувател на сигналите и компютър със софтуер, предназначен за работа със съответната система. Резервоарната система представлява два свързани резервоара. Поддържането на нивото се осъществява в първия. Той представлява цилиндър с определено сечение и височина. Водата в него се подава от мембранна помпа и има възможност да изтича във втория посредством два канала. Състоянието на каналите се определя от положението на два сферични крана. Вторият резервоар представлява картер на системата. Водата от първия се втича в него и обратно се връща чрез помпата.Текущото ниво в цилиндричния резервоар се отчита от сензор за налягане (диференциален манометър). Схема на системата е показана на фигурата:



Фиг.1.

Регулируемата величина е нивото h на цилиндричния резервоар. Управляващото въздействие се осъществява от помпата P. Системата може да бъде смущавана чрез промяна в положението на двата крана. Възможностите са единият да

е затворен, а да се променя положението на другия или и двата да са отворени и да се поставят в различни позиции. Вариантите са различни и зависят от предпочитанията на провеждащия експеримент със стенда. В този случай е направен избор единият кран да е затворен. Информация за текущото ниво на течността в съда се получава от скалата върху цилиндъра и от датчика за налягане. На определено ниво на стълба течност, съответства определено постоянно напрежение, получено на изхода на датчика. Зависимостта „ниво-напрежение“, получена от датчика е линейна.

Техническите параметри на системата са:

- Максимално ниво на съда – H_{max} = 60см ± 1см;
- Сечение на цилиндричния резервоар – A = 78.53 $см^2$;
- Сечение да двата канала за изтичане – S_n = 0.2827 $см^2$;
- Максимален входящ дебит от помпата – Q_{max} ≈110 мл/сек.

За да се осигури връзката между резервоарната система и компютърната система, която се използва за управление се използват 12 битови АЦП и ЦАП. АЦП се използва при отчитането на нивото, той преобразува диапазона от напрежение получен от датчика в цифров сигнал. За да могат управляващите сигнали да достигнат до помпата се използва ЦАП. Сигналът от него посредством сервоусилвател се подава на електрическата помпа [1].

Получено е математическо описание на лабораторният стенд по следният начин - в общия случай уравнението, което описва изменението на нивото h на течност в даден съд, при дебаланс на входните и изходните масови потоци е :

$$\frac{dh}{dt} = Q_{ВХ} - Q_{ИЗХ} \tag{1}$$

където: $Q_{вх}$, $Q_{изх}$ са обемен разход, съответно на входен и изходен поток.

Когато съдът е със свободно изтичане на течността е в сила уравнението на Бернули за свободно изтичаща течност:

$$Q_{ИЗХ} = a_z s\sqrt{2gh} \tag{2}$$

където:

a_z – бездименсионен коефициент на изтичане;

s – напречно сечение на отвора на изтичане;

g – земно ускорение.

Като се замести в горното уравнение и се преобразува се получава:

$$A\frac{dh}{dt} + a_z s\sqrt{2gh} = Q_{ВХ} \tag{3}$$

След което полученото нелинейно диференциално уравнение е линеаризирано за точка h_0, от където получаваме предавателна функция [2] от вида:

$$W_O = \frac{K}{Tp+1} \tag{4}$$

Параметрите на предавателната функция са определени експериментално за три работни точки.

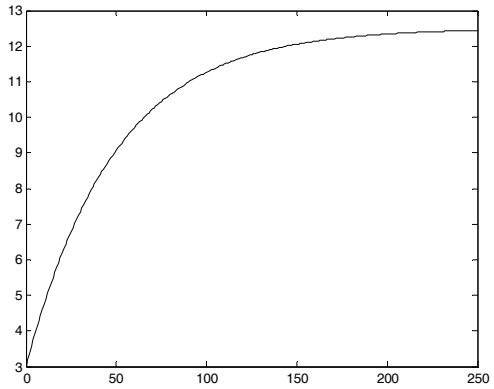
4. Описание на средствата за управление

Управлението на стенда “регулиране на ниво” се осъществява посредством персонален компютър в който е монтиране специална разширителна интерфейсна платка. Платката която се използва е DSpace DS1102.
DS1102 DSP контролера 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 на борда[3].
Библиотеката за работа с платката DS1102 се интегрира автоматично към програмният пакет MATLAB, което позволява лесна реализация на различни управляващи алгоритми, събиране и обработка на експериментални данни.
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 [4].
За управлението на стенда “регулиране на ниво” използваме входовете на аналогово цифровият преобразувател (АЦП) и изходите на цифрово аналоговият преобразувател (ЦАП) на DS1102, които са изведени на BNC конекторите на интерфейсната кутия. Сигналите които може да измерва АЦП-то на DS1102 са напрежение, което трябва да бъде между -10V и +10V, а ЦАП-а осигурява изход отново напрежение между -10V и +10V. Тези електрически сигнали се осигуряват от усилвателният блок amira DTS 200 който е част от лабораторният стенд и служи за преобразуване на сигналите от сензорите и към изпълнителният механизъм.

5. Експериментални изследвания

Проведени са експерименти с лабораторният стенд чрез които са снети експериментално преходни характеристики на системата в три работни точки. Преходните характеристики са снети по следният начин: подадена е някаква стойност на напрежение към сервоусилвателя, което съответства на определен дебит на помпата, когато нивото в съда спре да се изменя се променя скокообразно напрежението към сервоусилвателя с малка стойност и се записва изменението на нивото.

Напрежението към сервоусилвателя се задава посредством стойност в софтуера, която е нормирана между -1 и +1 и стойностите и отговарят на напрежения подавани към сервоусилвателя в обхвата -10V до +10V [6].
Стъпката на изменение на сигнала към сервоусилвателя е избрана да бъде 0.2, което позволява да се свалят преходни характеристики в три работни точки между най-ниското възможно ниво и най-високото такова.
В първоначалният момент сигналът към сервоусилвателя има стойност -0.6, при което се поддържа ниво от 3cm. За първата работна точка изменяме скокообразно сигнала до -0.4, при което получаваме следната преходна характеристика (фиг.2):



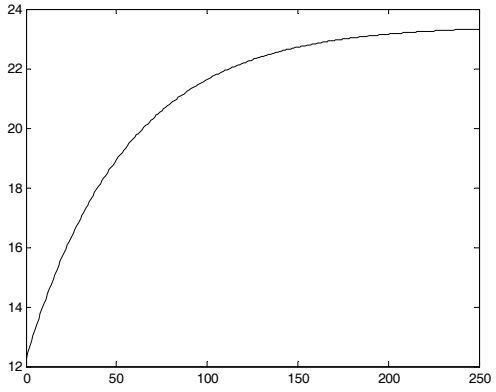
Фиг.2

От преходната характеристика е получена предавателна функция, която има следният вид:

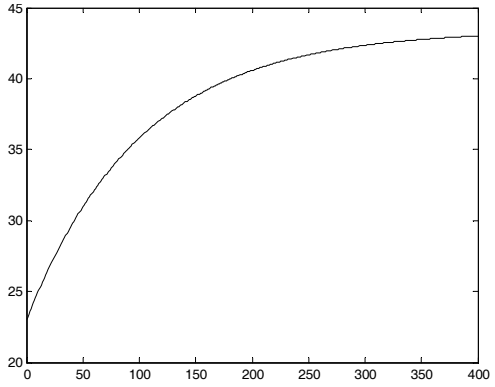
$$W_O = \frac{0.475}{49p+1} \tag{5}$$

За втората работна точка експериментът започва, когато се е установил напълно преходният процес от първият експеримент, при което входният сигнал се увеличава с още 0.2, при което той става равен на -0.2 и се получава преходната характеристика на фиг.3.
От преходната характеристика е получена предавателна функция, която има следният вид:

$$W_O = \frac{0.56}{55p+1} \tag{6}$$



Фиг.3



Фиг.4

За третата работна точка, отново увеличаваме входният сигнал с 0.2 при което той става равен на 0 и получаваме преходната характеристика на фиг.4.
От преходната характеристика е получена предавателна функция, която има следният вид

$$W_O = \frac{1.02}{101p + 1} \tag{7}$$

6. Заключение

Лабораторният стенд "регулиране на ниво" представлява модел на често срещани индустриални системи, поради което е важно да се познават добре неговите особености и начините му за регулиране. Характерно за обектите с регулируема величина ниво и свободно изтичане на течността е тяхната нелинейност, която се вижда от направените експерименти. Получени са математични модели за лабораторният стенд в три работни точки и се вижда че, разликата в параметрите им е значителна.
Получената информация, от експериментите, за лабораторният стенд може да бъде използвана в последствие за синтеза на различни управляващи алгоритми, и въвеждане и изпробване на нови решения за управлението на нелинейни системи, които в последствие могат да бъдат внедрени в реална индустриална среда.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ***DTS 200 Laboratory Setup Three-Tank System,*** Amira (2002) GmbH, Duisburg, 2002

[2] ***Niveauregelung-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] Наплатаров К. Х., ***Промишлени системи за нискостойностна автоматизация***, София, ТУ-София, 1999

[6] 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

Автори: Александър Пламенов Маринчев, асистент, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg*; 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*

Постъпила на 07.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Нина Г. Николова

ПРЕДИЗВИКАТЕЛСТВА ПРЕД ВИСШЕТО ТЕХНИЧЕСКО ОБРАЗОВАНИЕ В КОНТЕКСТА НА РАЗВИТИЕТО НА ОБРАЗОВАТЕЛНИТЕ ТЕХНОЛОГИИ И ГЛОБАЛИЗИРАНИЯ ПАЗАР НА КОМПЕТЕНЦИИ

Борислав Георгиев

Резюме: *В работата е направен опит въз основа на общодостъпни данни за наблюдаваните тенденции в образователните технологии и глобализирания пазар на компетенции, да се направи анализ и обобщение на движещите сили и необходимите промени в отговор на изменящата се конкурентна среда на образователни услуги и свързаните с това научни изследвания.*

Ключови думи: *образователни технологии, автоматизация на обучението, онлайн академични курсове, пазар на компетенции, автоматизация на труда, технологични иновации, прогнози, бъдещ пазар на труда.*

CHALLENGES IN FRONT OF TECHNICAL HIGHER EDUCATION IN THE CONTEXT OF THE EDUCATIONAL TECHNOLOGIES DEVELOPMENT AND GLOBALIZED COMPETENCE MARKETS

Borislav Georgiev

Abstract: *The work has been attempted on the basis of publicly available data on observed trends in educational technology and the globalized market of competence, to make analysis and summary of the drivers and the necessary changes in response to the changing competitive environment of educational services and related research.*

Keywords: *educational technology, automation training, online academic courses, Market competencies automation of labor, technological innovation, forecasts, future labor market.*

1. Въведение

В глобалното общество и икономика и при наднационалният характер на много от проблемите и решенията, недостигът на квалифицирани специалисти водят и до глобализация на образователните технологии и до наложени отвън промени в регионални и национални сфери като образованието и научните изследвания [1-7]. Липсата на ключови компетенции на работещите ще бъде една от основните пречки за икономически растеж у нас и в Европа в следващите години. Фактът, че е налице остра липса на ключови квалифицирани работници и в същото време - високи равнища на безработица в България и цяла Европа, говори за наличието на структурни несъответствия в европейския пазар на труда. Същев-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ременно нараства броят на длъжностите, изискващи по-висока образователна квалификационна степен. Компаниите не купуват вече работно време и труд, а знания и умения. Висшето образование сведен до факта на сдобиване с диплома, не е нещо, което може да служи през целия живот. В днешно време, отчитайки динамиката на развитие във всяка една сфера на дейност, се променят и изискванията за образование и компетенции на работниците и служителите, създават се нови професии, в резултат на което се появяват потребности от нови умения и знания. Възможностите за работните места в бъдеще ще идват от нещата, които компютърът не може да върши. Практиката изисква непрекъснато обновяване на знанията и уменията още след излизането от университета и трябва да продължава през цялата кариера за да се компенсират непрестанно появяващите се дефицити както в ключовите, така и в специализираните компетенции.

2. Движещи сили на промените

Днес ставаме свидетели как производствени и оперативни дейности се оптимизират непрекъснато, благодарение на напредъка на технологиите. Навлизане на информационно-комуникационните технологии във всички сфери на обществения живот е едно от големите предизвикателства на съвременността. Автоматизацията на бизнес процесите улеснява компаниите, но и поражда сериозни предизвикателства на пазара на труда. В бъдеще все повече ще се търсят умения и качества, които машините не притежават, и специалисти в области, в които човешкият фактор е незаменим. Все повече машините заместват хората в различни области. Кой обаче ще спечели в тази автоматизирана икономика зависи от това как ще се възползва от новите възможности за повишаване на компетенциите чрез новите безплатни и достъпни форми на обучение.

- **Повсеместна автоматизация на труда**

Заплаха съществуват даже и към висококвалифицираните научни работници. Според редица експерти съвсем скоро до 2020 година кариерното развитие на повечето работници на „умствения труд" ще бъде повлияно от т. нар. смарт машини базирани най вече на експертни системи и системи със самообучение, със възможности за обработка в реално време на т.нар. големи данни, както в положителен, и в отрицателен аспект.

През 2017 г. се очаква около 10% от компютрите ще са само-обучаващи се, а не обработващи данни. Компютърни програми вече могат да пишат журналистически текстове за спортни събития и движения на цените на акциите. Машините като цяло се справят по-добре от хората при рутинните, повтарящи се задачи, какъвто беше и случаят през последните десетилетия. Но сега те могат да се справят с всичко, свързано с архивиране и обработване на информация. Компютрите са по-добри от хората в архивирането на информация и в намирането на модели в големи масиви от данни.

Почти половината (47%) работни места в САЩ могат да бъдат автоматизирани през следващите две десетилетия, сочи проучването на Оксфордския университет. Авторите вярват, че автоматизацията на труда ще се осъществи на две вълни. Компютризацията през последните 30 години основно е била ограничена до рутинни задачи в производството, с нарастващата достъпност на Big Data тя ще

засегне по-широк кръг от професии в секторите логистика, транспорт, услуги, продажби и администрация. С други думи, компютризацията ще засегне области, които преди се считаха за сигурни убежища особено за хората с умения. Втората вълна на автоматизация ще зависи от развитието на изкуствения интелект и може да засегне работни позиции в сферата на мениджмънта, науката и дори изкуството. Технологиите винаги създават едни работни позиции и премахват други. Сега темпото на развитие е много по-бързо откогато и да е било в историята ни.

В миналото технологичният прогрес винаги е водил до създаване на по-голяма заетост, макар и в по-дългосрочен план, като различното сега е, че новите позиции изискват все повече и повече когнитивни умения. Това означава, че хората трябва да са по-склонни да се адаптират към новите обстоятелства, ако е нужно дори да се преквалифицират.

- **Глобализиран пазар на компетенции**

Китай започва да се утвърждава като водещ световен износител на квалифицирана работна ръка, според проучване на McKinsey Global Institute. Според изследването до около 15 години 30% от новата работна сила с диплома в ръка в световен мащаб ще идва от Китай.За сравнение до 2030 САЩ ще допринесат само с 5% за увеличаването на квалифицираните кадри по света. Общо развитите икономики, включително САЩ, Япония и голяма част от Европа, ще „произведат" едва 14% от професионалистите на планетата. Китай изпреварва останалите страни и по студенти, завършили научни, математически, технологични и инженерни специалности. Ако през 2008 в САЩ едва 14% от младежите се дипломират в посочените специалности, то в Китай те са 42%.Индия също ще е сред основните „износители" на професионалисти до 2030, става ясно от проучването. Заедно с Китай двете страни ще прибавят 184 милиона висшисти на глобалния пазар на труда, отбелязва Economist. В резултат гравитационният център за висукообразовани специалисти и иновации все повече ще се измества към Азия. Лошата новина ще е големият дисбаланс на глобалния пазар на труда към 2030. Светът ще се сблъска с недостиг на 38 милиона висококвалифицирани кадри и свръхпредлагане от 90 милиона необразовани хора. Това ще задълбочи поляризацията и неравенството и социалното напрежение.

Според BusinessEurope , що се отняся до „глобално циркулиране на мозъци", авторите на анализа посочват, че не трябва да се надценява привлекателността на Европа за квалифицирани имигранти. В потвърждение на това е фактът, че само 3% от учените в ЕС са граждани на трети страни. За сравнение, в САЩ този процент е 16. Проучване на Дойче Банк сред индийски студенти по информационни технологии, което сравнява предпочитанията за работа в САЩ, Канада, Великобритания, Германия и Австралия, показва, че Великобритания е поставена на трето място, а Германия - на пето. Вместо да се страхува от изтичане на мозъци, Европа трябва да се съсредоточи върху това да се превърне в по-атрактивно място за работа, за да бъде част от глобалното циркулиране на мозъци.

Настоящите ограничения на европейския трудов пазар за граждани на трети страни пречат на привлекателността на ЕС за ключови таланти, учени и изследователи. Стъпка в правилната посока за приемане на квалифицирани имиг-

ранти е Директивата за „Синята карта", въпреки че условията за допускане до трудовия пазар на ЕС са твърде строги като това подлежи на дискусии.

- **Дефицити на работна сила с умения в областта на науката, технологиите, инженеринга и математиката в ЕС**

Недостигът на т.нар. STEM-умения (Science, Technology, Engineering & Mathematics) поставя въпроса за необходимостта от неотложни мерки, които националните правителства, европейските институции, бизнесът и доставчиците на образователни услуги трябва да предприемат, за да се справят с него, се казва в доклада, изпратен от организацията BusinessEurope до всички европейски институции. Според него, бизнесът, националните правителства и образователните институции трябва да положат съвместни усилия, за да направят STEM-образованието по-привлекателно за младите хора. Това би могло да стане чрез по-широко навлизане на научните изследвания в учебните програми за основно и средно образование, задълбочаване на връзката между образование и бизнес. Една от причините за сравнителната непривлекателност на STEM-специалностите е схващането им като прекалено тясно специализирани, а това противоречи на преобладаващото желание образованието да отваря колкото е възможно повече врати и възможности за реализация. Именно тук е ролята на бизнеса, който трябва да разбие този мит и да докаже, че изучаването на STEM-предмети в училище всъщност разширява възможностите за кариерно развитие.

Друга важна роля на бизнеса е да идентифицира и убие навреме митовете сред младото поколение относно избора на кариера. Според проучване на Европейската кръгла маса на индустриалците, едва около 20% от младите хора са склонни да се насочат към научна кариера. „Умъртвяването" на този мит минава през множеството примери за предприемачи, които са създали успешен бизнес от технологични иновации. Освен това, според проучване на британския бизнес съюз CBI, занимаващите се с наука са по-добре възнаградени от инженерите, а средната начална годишна заплата на един млад учен е около 22 000 лири – повисока от тази в сферата на финансите, управлението на човешките ресурси или маркетинга, смятат от BusinessEurope.

Технологиите в образованието

Технологиите в образованието са от така наречените „подривни иновации" (disruptive innovations) и все още остават скъпи за внедряване. Технологиите ще продължат да оказват силно влияние върху развитието на висшето образование. Онлайн обучението става неразделна част от учебната програма на университетите по света. Партньорството между корпоративния сектор и академичните среди ще се задълбочава. Анкетираните от сектора на висшето образование вярват, че технологиите оказват положително влияние върху университетските общности. Висшето образование успява да бъде в крак с глобализацията чрез дистанционни програми за обучение

Онлайн обучението и социалните медии променят из основи комуникацията в академичните среди. Ако преди време моливът и бележникът са били част от инструментите на учащите, днес електронните устройства са незаменим помощник за мнозинството младежи. Онлайн обучението се определя, като пълноценен заместител на присъственото обучение.

С динамичното развитие на информационните технологии се изменят с бързи темпове и обучението, традиционните форми изостават като все повече от обучаваните студенти предпочитат вече не да разлистват учебници, а да използват интернет ресурси, за да се сдобият с нужните за подготовката им материали. Най-голямото предизвикателство в резултат на достъпа до нови технологии е рискът от непълни знания. Достъпът до средства за търсене и информация позволява на студентите да завършват образованието си, без да получат основополагащи знания за определени теми. С навлизането на новите технологии в сферата на образованието въпросът „Какво означава да си образован в 21 век?" е все по-актуален.

- **Влияние на новата медийно-информационна среда на основата на интернет технологиите**

От няколко години сред учените и потребителите на интернет се води дискусия за това, какво влияние оказва интернет върху хората. Прави ли ни той по-интелигентни или напротив? През 2008-ма година въпросът „Прави ли ни Google поглупави?", зададен от Никълас Кар обиколи света.Това бе първият опит за достъпно обяснение как точно интернет влияе на нашия мозък. Самият Кар е песимист по въпроса – той показва как интернет влияе негативно не само на паметта и способността ни за аналитично преосмисляне на информацията, но и на способността ни за творчество.

Според редица изследвания учените установиха, че интернет мрежата променя нашите умове. Тъй като хората прекарват повече време пред компютъра не остава време за други неща, особено четене на книги, списания и вестници. Младите хора прекарват около ¼ по-малко време в четене, отколкото преди 10 години, тъй като почти изцяло са заети с онлайн дейности. По мнението на експерти интернет действа като наркотик, който отдалечава съзнанието ни от мисълта, прави ни по-разсеяни и разконцентрирани.

„Ясно е, че потребителите не четат онлайн в традиционния смисъл; всъщност налице са основания да се твърди, че се появяват нови форми на „четене", при които потребителите „пробягват" (power browse) хоризонтално през заглавия, съдържания и резюмета, търсейки бързи резултати. Нещата изглеждат така, сякаш те отиват онлайн, за да избегнат нуждата да четат в традиционния смисъл на думата."

„Ние сме не само онова, което четем", казва Мариън Улф, психоложка в университета Тафтс и авторка на Пруст и калмарът: Историята и науката на четящия мозък.„Ние сме също и това как четем". Улф се безпокои от това, че стилът на четене, налаган от Мрежата – един стил, който поставя „ефективността" и „незабавността" над всичко друго, може би отслабва нашата способност за задълбочено четене, появила се когато една по-ранна технология – печатната преса – е направила обичайни дългите и сложни произведения в проза. Когато четем онлайн, казва тя, ние склони да се превръщаме в „дешифровчици на информация". Нашата способност да интерпретираме един текст, да правим богатите умствени връзки, които се оформят, когато четем задълбочено и без да се разсейваме, си остават до голяма степен неизползвани.

- **Корпоративни образователни центрове**

В световната мрежа на знанието и обучението вече се вписват не само университети, но и бизнесструктури. В САЩ и Западна Европа функционират корпоративни образователни центрове. Транс-националните корпорации вече имат свои собствени обучителни проекти за подготовка на специалисти, реализиращи се съвместно с различни учени и университети от цял свят. Това са примери за алтернативни форми на обучение, съчетаващи в себе си взаимодействието на транснационални корпорации, международни организации и университетски центрове. В голяма степен при тях се залага на трансфер на знания

Учебният модел на New Horizons CLC е изграден върху разбирането, че корпоративният сектор и бизнесът имат нужда от модерно обучение в крак с бързо променящия се пазар на информационните технологии. С програмите си, учебните центрове са готови да представят модулни образователни решения в отговор на нуждата на специалистите и организациите от точни и актуални знания. Сертификационните изпити, върху които стъпват мнозинството от предлаганите програми за обучение, гарантират приложението на курсовете в практиката. Гъвкавият модел на управление на учебните центрове позволява обучението за дадена технология да бъде доставено в синхрон с приложението на съответната технология.

- **Масовите отворени онлайн курсове (MOOCs) завършващи със сертификат**

Масовите отворени онлайн курсове (MOOCs) са както сериозно предизвикателство и така и предоставят нови възможности към висшите учебни заведения. Въпреки че до голяма степен се смятат за алтернатива на скъпото университетско образование, в момента МООК или масовите отворени онлайн курсове (MOOCs), както са известни платформите за безплатно онлайн обучение, не предлагат на завършилите курсовете никаква образователна степен, нито пък им помагат да си намерят работа. Според Wall Street Journal (WSJ) това започва да се променя.Наскоро една от известните онлайн платформи - Udacity на Себастиан Трун, професор в Станфорд, обяви създаването на Алианс за отворено образование (Open Education Alliance). Той ще позволява на студентите да придобиват безплатни сертификати на база серия онлайн курсове, разработени със сътрудничеството на много компании, сред които AT&T и Google, разказва WSJ. Това според предлагащите подобни курсове ще даде възможност на студентите да придобият сертификати с реална стойност на пазара на труда.

Междувременно Масачузетският технологичен институт (МИТ) заедно с платформата си за дистанционно онлайн обучение - edX, стартира серия от курсове, наречена XSeries. Плановете са те да бъдат разработени в сътрудничество с консорциум от 50 компании, сред които UPS, Procter & Gamble и Wal-Mart. Целта е срещу максимум 700 долара студентите да имат възможност да се явят на тест и да получат сертификат за преминато обучение по теми като компютърни науки или управление на вериги за доставки.

В същото време компании като Yahoo вече възстановят разходите на служителите си, които са преминали през сертифицирани курсове на Coursera, посочва WSJ. „Подобни проекти ще променят живота на милиарди хора по света", коментира експерт, цитиран от New York Times. „Това обаче е доста притесни-

телно за по-малките учебни заведения, защото ако водещ университет като Харвард предлага безплатни курсове с изтъкнати професори, то програмите на останалите губят смисъл", посочва анализаторът.

- **Включване на водещи американски университети в революция в образованието с безплатни онлайн курсове**

Харвард, Станфорд, Принстън - за повечето студенти тези престижни американски университети с годишни такси от по около 40 000 евро бяха само мечта. Отскоро обаче амбициозните младежи от целия свят имат възможността да се докоснат до най-блестящите умове на планетата. Редица водещи американски университети обединиха сили в иновативни проекти, които имат за цел да направят революция в образованието. Идеята им е да направят обучението по-достъпно, като предлагат видео курсове на изтъкнати професори в мрежата и то напълно безплатно.

Един от първите подобни проекти е Coursera. Около онлайн платформата се обединяват престижни университети от т.нар. Бръшлянова лига. Професори от Станфорд, Принстън, Калифорнийския университет, Мичиганския университет и университета в Пенсилвания предлагат курсове на сайта coursera.org. През есента на 2012 на курса Machine Learning, който е първият масов онлайн курс в Станфорд. над 100 000 студенти са се регистрирали за участие.Освен видео лекции платформата предлага различни тестове и изпити, както и консултации с професорите. Студентите не получават диплом от съответния университет, а сертификат за завършено обучение. Откакто е започнала Coursera през април 2012, броят на студентите, регистрирали се за участие в курсовете е надхвърлил 3 милион души, от които 13 500 български граждани.

Създателите на проекта планират да разширят партньорството и да привлекат към него и други учебни заведения. Предвижда се проектът да привлече до 1 милиард студенти от цял свят. Тези, които желаят да получат сертификат за завършено обучение, трябва да внесат минимална сума.

Освен предизвикателство онлайн курсовете предлагат и значителни възможности за подобряване разбирането на стратегиите за ефективно преподаване и учене, които могат да променят драматично лицето на висшето образование повсеместно. Съществуват сериозни основания да се смята, че онлайн курсовете ще са част от бъдещето на образованието. Предстои обаче да видим как точно онлайн образованието ще се интегрира с традиционните модели на обучение. Достъпността на лекциите на професори от някои от най-добрите университети в света за студенти и преподаватели от всяка точка на планетата има потенциала да промени значително обучението в много образователни институции, така че онлайн курсовете ще допринесат за разширяване на достъпа до висококачествено образование.

Как традиционните университети биха могли да интегрират новите технологии?

Един от начините, по който университети биха могли да интегрират онлайн курсовете, е да предложат т.нар. flipped classroom (изнесени класни стаи), при които студентите гледат лекциите си онлайн, вместо да стоят в залата и да слушат преподавателя. Така не се губи време за преподаване на материала, а студентите отиват подготвени в университета. Лекциите се използват за дискусии и за въпроси към преподавателите. Друг начин, по който традиционните университети могат да се възползват от технологиите, е като се допитат до студентите, участвали в курсовете, за да подобрят методите на обучение и за да идентифицират най-добрите практики.

- **Технологични тенденции и промяната на в търсенето на работни компетенции**

Може би най- преобладаващата тенденция в нашето време е тази на технологичните иновации. Революциите в технологиите продължават да предизвикват бързи, почти непредсказуеми промени в търсенето на кариера. Промените в технологията често са причина да бъдете уволнени, понижени или да предизвикат неудобство. Най-лесният начин да се определи една работа като перспективна е степента, с която ще се увеличава нуждата от нея в бъдеще и съответно нуждата от специалисти. Според редица анализи въпросните работни места ще растат най-много през следващото десетилетие.

Добрата новина тук е, че въз основа на макро тенденциите наблюдавани днес, шест от и десетте професии, които се очаква да предизвикат най-сериозен търсене бъдеще са по същество инженерни направления:

- **Био-медицински инженери** (Biomedical Engineers);
- **Електрически/ електронни инженери** - софтуерни инженери;
- **Нано-технологии**- инженери и учени;
- **Био-технологии**- инженери и учени;
- **Роботика-**включително разработване на изкуствен интелект, така че един робот да действа по човешки и да заучава нови дейности.

След пет години е вероятно да имаме най-доброто образование в света, онлайн и безплатно. Не всеки обаче ще седне и ще премине сам през материала, без да е подтикван от преподавателя. Тези, които са мотивирани да използват онлайн ресурсите, ще се справят много по-добре. „Безплатното" няма да спомогне много, ако не се направят необходимите усилия за постигането на конкретни резултати. За да се възползваме от новите възможности особено необходими са осъзнаването и изграждането на силни мотивационни стратегии и умения за продължаващо учене през целият живот

3. Основни констатации от публикувани изследвания свързани анализ на компетенциите в инженерно- техническите специалности в България

Драстичното намаляване на квалифицираните кадри и специалистите се очертава като ключов проблем, който ще възпрепятства развитието и функционирането на цели отрасли от стопанството и сфери от социалния живот. Значителна е заплахата за промишлеността в страната, най-вече в техническата област, осо-

бено по отношение на научноизследователската дейност и иновациите, където съществува сериозен недостиг на инженери и други висококвалифицирани специалисти. Липсват специалисти, които да усвояват, разработват и произвеждат авангардни технологии.

Задълбочава се тенденцията на съществено намаляване на обучаващите се в образователно-квалификационна степен „доктор", което създава условия за сериозно намаляване на заетите в сферата на науката и научните изследвания. Тук изоставането в сравнение с другите страни от Европейския съюз е най-голямо. При това положение трудно може да се очаква сериозно развитие на науката, научните изследвания и иновациите в България, въпреки определянето им като европейски и национален приоритет.

Проблемът с отлива на младите хора от техническите специалности през последните години все повече се задълбочава. Липсата на професионално ориентиране и кариерно развитие в средните и висши училища води до обучение в специалности, които или не се търсят на пазара на труда, или има пренасищане на специалисти от тях. Завършващите тези специалности преминават в категорията "безработен", или въпреки вложените за обучение лични и държавни средства, не работят по специалността.

Всяка придобита компетенция, а също и всяка квалификация, преминава през период на придобиване, развитие, усъвършенстване и спад. Този жизнен цикъл е свързан с динамичното развитие на технологиите и промените във външната среда. След изтичането на този период, ако не са усъвършенствани знанията, уменията и компетенциите на лицето, неговата квалификация не е приложима в съвременните технологични условия, се казва в анализ на Българска стопанска камара (БСК) представен на Националния съвет за оценка на компетенциите. На този фон само 18% от фирмите в България прилагат системи за стимулиране на служителите си да подобряват уменията си чрез учене

Според изследване на CEDEFOP (Европейски център за развитие на професионалното обучение), професията „IT-инженер" има жизнен цикъл около четири години, „Инженер - електроника и автоматизация" - седем години, Ядрен физик" - осем години. Това означава, че ако през този период уменията и компетенциите не се усъвършенстват, те стават неприложими.

4. Заключение

Извършените през последните години промени в техниката и технологиите, обновлението на производството, въвеждането в експлоатация на съоръжения от ново поколение, водят до промени в характера на труда и спецификата на изпълняваните дейности и пораждат нови, по-високи изисквания към квалификацията на персонала.

Рутинните действия и манипулации се заменят с автоматизирани линии, увеличават се изискванията за компютърни и технически умения не само на ръководния персонал, повишава се нуждата от владеене на чужди езици и др. Всичко това налага работещите в предприятията да поддържат и повишават квалификацията си, чрез участие в различни форми на обучение, самообразование и лич-

ностно развитие. Задълбочават се структурните проблеми на пазара на труда – недостиг на квалифицирани технически специалисти, недостиг на STEM-умения (Science, Technology, Engineering & Mathematics). Трайна тенденция е броят на смените на работното място по време на жизнения цикъл на един работник или служител да е много по-висок, отколкото в миналото, като този брой продължава да показва тенденция на нарастване.

Не съществува университет който да направи учебна програма, която да подготвя студенти за точно определени квалификационни характеристики в бъдещето - просто защото практиката показа че предвиждането им е практически невъзможно. Наред с базисни знания и умения - поведенчески и когнитивни, така също са необходими и развитието на специфични технически умения, за да успее в бъдеще да се квалифицира в избрана професия, каквото и да е тя. Образованието трябва да се ориентира не толкова към трупането на факти а знания, за превръщането на знанията в умения и компетенции, които са икономически жизнеспособни и перспективни в дългосрочен план. Висшите училища е необходимо да създадат условия където младите хора се учат да мислят аналитично и продуктивно, да са ангажирани, както и как да се справят с професионалния стрес, да са организирани и ефективни, да планират и прогнозират, да управляват проекти и процеси, да работят със стандарти и документи от практиката. Да развиват уменията на студентите да комуникират и презентират, да водят преговори и т.н. Необходими са задълбочени научни изследвания, за това как трябва да се променят методите на преподаване и от там обучението в университетите, за да се даде адекватен отговор на предизвикателствата и рисковете, така също и да се възползват от възможностите на новите реалности.

ЛИТЕРАТУРА

[1] **Павлов, Д**. *Образователните информационни технологии.* Модул 1. Университетски курс, изд. Даниела Убенова, С. 2001

[2] **Oxford Study**: 47% of U.S. Jobs Could Be Done by Machines
http://www.qmed.com/news/oxford-study-47-us-jobs-could-be-done-machines

[3] **Helen Knight,** Moocs data offers promise of perfect teaching,
http://www.bbc.com/future/story/20131029-we-can-build-the-perfect-teacher

[4] Envisioning the Future of Education Technology, *http://envisioning.io/education/*

[5] Елитни американски университети правят революция в образованието с безплатни онлайн курсове, *http://www.economy.bg/home/view/4157/Harvard-vyv-vsekidnevnata*

[6] **Българската стопанска камара (БСК),** Доклади за състояние на образованието в България, *http://www.bia-bg.com/news/9047*

[7] Ани Мърфи Пол, сп. "Тайм" Бавното четене е на път да изчезне.Това застрашава интелектуалното и емоционалното развитие на поколенията
http://www.segabg.com/article.php?id=666424

Автор: Борислав Георгиев, гл. ас., катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *b_gueorgiev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

МЕТОД ЗА ПОВИШАВАНЕ НА ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ ПРИ КОНВЕКТИВНО СУШЕНЕ ЧРЕЗ РЕАЛИЗИРАНЕ НА ТОЧНОСТ НА СУШЕНЕ БЕЗ ДИРЕКТНО ИЗМЕРВАНЕ НА ВЛАГОСЪДЪРЖАНИЕТО НА МАТЕРИАЛА

Десислава Стоицева-Деличева

Резюме: *Предмет на разглеждане в разработката е реализирането на точност на сушене, без директно измерване на влагата в материал. Представен е алгоритъм, реализиращ предложения метод. Работата на алгоритъма е онагледена чрез резултатите от пет експеримента. Анализирани са особеностите при реализиране на алгоритъма.*

Ключови думи: *енергийна ефективност, точност, сушене*

METHOD FOR IMPROVED ENERGY EFFICIENCY IN CONVECTIVE DRYER THROUGH PRECISION IN DRYING WITHOUT DIRECT MEASUREMENT OF MATERIAL'S MOISTURE CONTENT

Desislava Stoitseva-Delicheva

Abstract: *In this paper is presented method that results in precision in drying without direct measurement of material's moisture content. Corresponding algorithm is discussed. The algorithm's implementation is presented in five different experiments. Some specifics are analysed.*

Keywords: *energy efficiency, precision, drying*

1. Въведение

В промишлеността и селското стопанство, а през последните години и в бита, сушенето на материали е широко използвано. За изсушаването на различни по естество материали се изразходва огромно количество топлинна енергия. Така например само за изпаряването на 1t влага от изсушаваните материали се изразходват около 55 kg течно гориво. Ако към този разход се прибавят и разходите, свързани с несъвършенството на методите и конструкциите, средно за 1t изпарена влага се изразходват повече от 100 kg течно гориво. Разходът на енергия, използвана за сушене в развитите страни е 15 – 18% от общия енергиен разход на страната. Постигането на оптимален режим на сушене, осигурява продукт с нужното качество, като за изсушаването на съответния материал е изразходвана минимално количество топлинна енергия.

Точността на сушенето е от съществено значение, тъй като с постигането на висока точност на сушене се намаляват и енергийните разходи. Това е така, за-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

щото ако не е достатъчно изсушен материала и се наложи повторно да се подложи на сушене е необходимо да се загрее отново, с което ще се изразходва повече енергия, отколкото ако материала бъде изсушен наведнъж. Ако пък след сушенето материала е пресушен, отново се изразходва повече енергия от тази за изсушаването му до желаната стойност.

Методите и средствата за намаляване на енергийните разходи за сушене, могат да се обединят в следните групи:

- Реконструкция и модернизация на съществуващи сушилни без промени на режима на сушене (подобряване на топлинната изолация, използване на топлината на изходящия сушилен агент и др.).
- Въвеждане на нови режими на сушене, без това да е свързано с реконструкции на сушилната камера (изотермично сушене, импулсно сушене и др.).
- Комбинирано сушене (комбиниране на различни методи на сушене или на сушене с друг технологичен процес и др.).
- Използване на регенерируеми и нерегенерируеми енергийни източници в сушилните (слънчева и геотермална енергия, отпадъчни горивни продукти, димни газове и др.).
- Създаване на сушилни с усъвършенствани термодинамични цикли (сушилни термопомпени инсталции, сушилни с течни и твърди изсушители и др.) [1].

За конкретен материал със зададена начална и крайна влажност, разходът на енергия най-силно зависи от приложения метод на сушене. Винаги са възможни различни методи за сушене на даден материал и изборът на един или друг е свързан с различни критерии: технологични, качествени, енергийни и др.

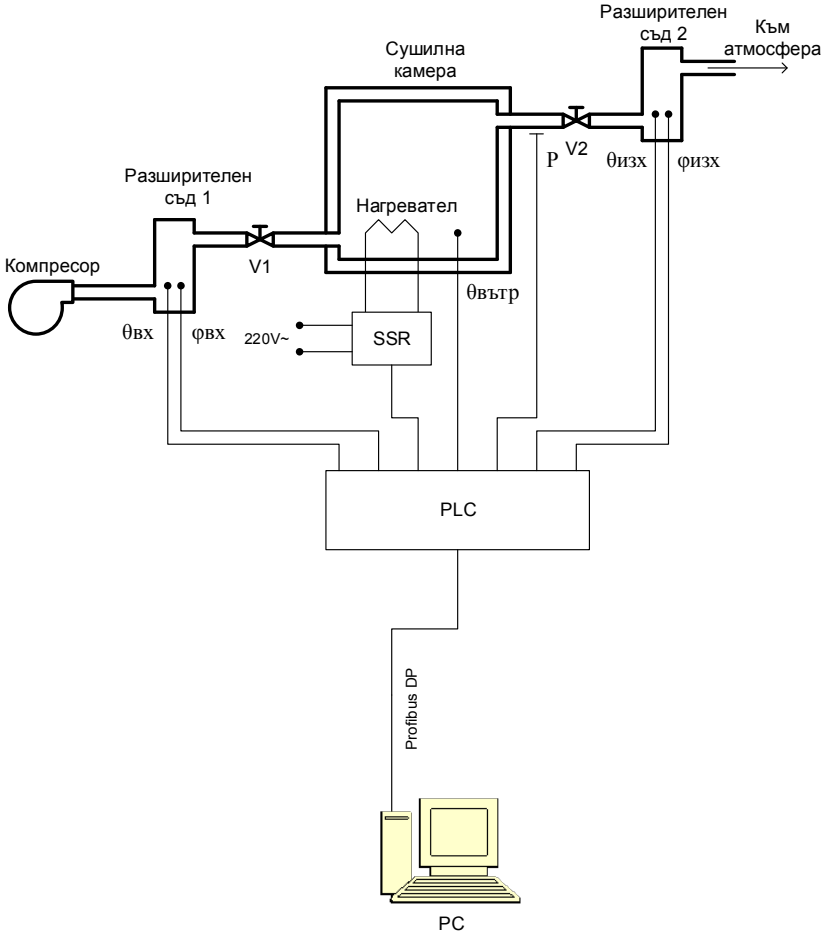
Енергийните характеристики на сушилнята и сушилните процеси може да се представят чрез различни показатели като количество изпарена вода, специфичен разход на топлина, енергийна (термична) ефективност и др. От всички изброени начини, специфичния разход на топлина е най-често използвания показател.

Точна оценка на ефективността на сушилната система може да бъде дадена при съставянето на ексергийния баланс и съвместния анализ на енергийните и ексергийните показатели.

Ексергийните загуби в процеса на сушене се определят от режима на сушене. Най-голяма част от тези загуби се дължи на нагряването на материала до температура на изпарение, следователно предварителното загряване може да намали ексергийните загуби и да интензифицира вътрешният пренос на влага. Целта на настоящата статия е да демонстрира приложението на алгоритъм, осигуряващ точност на сушене, с което се минимизират енергийните разходи.

2. Описание на опитната постановка за провеждане на изследването

За провеждане на изследването се използва физичен модел на конвективна сушилня. Схемата на опитната постановка е показана на фиг.1.



Фиг.1

Сушилният агент, нагнетен от *компресора* постъпва в *разширителния съд 1*, където се измерва неговата входна температура и относителна влажност. От *разширителния съд 1* сушилния агент преминава в *сушилната камера*. Преди да постъпи в нея преминава през ръчен вентил, благодарение на който може да се променя дебита на сушилния агент преминаващ през сушилнята, а оттам и скоростта му на движение. В *сушилната камера* е монтиран нагревател, с който се подгрява сушилния агент. Нагревателя се управлява посредством SSR (Solid State Relay), представляващ безконтактно полупроводниково реле. Чрез него се реализира управление с широчинно-импулсна модулация. В *сушилната камера* се измерва температурата, при която протича сушенето (температурата на сушилния агент вътре в камерата). На изхода на *сушилната камера* е монтиран датчик за измерване на подналягане (предназначен за вакуумно сушене, което не е обект на разглеждане в настоящата разработка). След това сушилния агент преминава в *разширителен съд 2*, където се измерват изходните му температура и относителна влажност, след което преминава през ротаметър за измерване на дебита му.

За измерването на входната и изходната температура на сушилния агент, както и за температурата вътре в сушилната камера се използват терморезистори

Pt100, чиито съпротивление се преобразува посредством три трансмитера в унифициран сигнал 4 – 20 mA. Датчиците за измерване на входната и изходната относителна влажност, както и на подналягането са с вградени трансмитери и имат директен изход 4 – 20 mA.

Шесте аналогови сигнала се четат от два аналогови модула на контролера (PLC), който служи за тяхната цифрова обработка и за управлението на SSR. PLC има връзка с настолен компютър (PC) посредством комуникация по Profibus DP.

3. Алгоритъм за постигане на точност на сушене с помощта на математически зависимости

Обект на изследване в настоящата разработка е постигане на точност на сушене чрез използването на математически зависимости. Този метод е приложим е в случаите, когато не може да се измерва директно влагосъдържанието на материала подложен на изсушаване, а за него се съди по косвени показатели. Разработеният алгоритъм се основава на материалния баланс на влагата [2,3].

Нека материалът, който предстои да бъде изсушаван, е с начално влагосъдържание $u_{\text{н}}, \frac{[g]H_2O}{[kg]\text{суха маса}}$. Желаното крайно влагосъдържание на материала е $u_{\text{к}}, \frac{[g]H_2O}{[kg]\text{суха маса}}$. Количеството вода Q_{H_2O}, което трябва да се изпари от материала със суха маса M_c, *[kg]суха маса* е:

$$Q_{H_2O} = M_c(U_{\text{н}} - U_{\text{к}}),\ [g]H_2O \qquad (1)$$

Ако сушенето се извършва с въздух с начално влагосъдържание $d_{\text{н}}, \frac{[g]H_2O}{[kg]\text{сух въздух}}$ и крайно влагосъдържание $d_{\text{к}}, \frac{[g]H_2O}{[kg]\text{сух въздух}}$, а дебита на сушилния агент е $F_{\text{са}}$, *[kg/s]*, то водата, която се изпарява от изсушавания материал и преминава в сушилния агент, за период от време *T* се изчислява по следната формула:

$$Q_{\text{в}} = F_{\text{са}} \int_0^T (d_{\text{к}} - d_{\text{н}})\, dt, [g]H_2O \qquad (2)$$

При изпълнение на условието:

$$Q_{\text{в}} = Q_{H_2O} \qquad (3)$$

следва, че е достигнато желаното крайно влагосъдържание на изсушавания материал.

Изпълнението на (3) гарантира висока точност на сушенето, при условие, че входният дебит на въздуха е равен на изходния, т.е. сушилнята е добре уплътнена. Тъй като на входа и на изхода на сушилнята са монтирани сензори измерващи относителната влажност на сушилния агент $\varphi_н$ и $\varphi_к$, за пресмятането на $d_н$ и $d_к$ се използва следната зависимост:

$$d = 623\frac{\varphi P_{\text{пн}}}{P_{\text{б}} - \varphi P_{\text{пн}}}, [g/kg], \qquad (4)$$

където: $P_{\text{б}}$ – барометрично налягане на въздуха (средно за София $P_{\text{б}}$=95100, *[Pa]*);

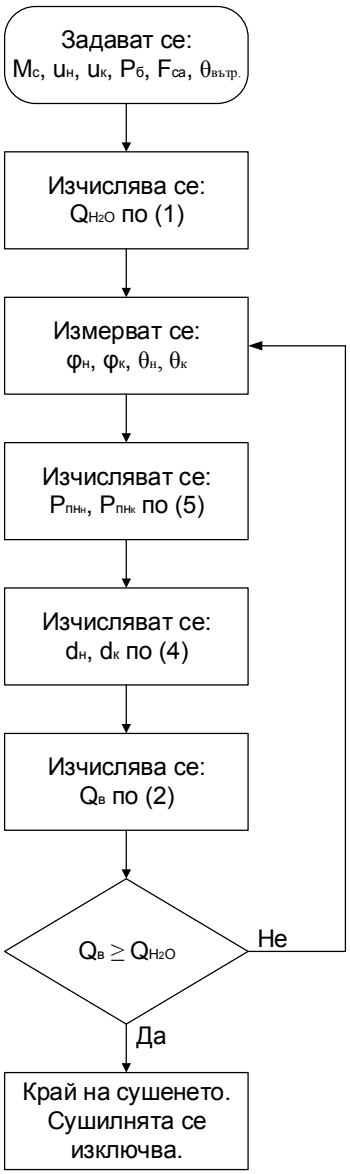
$P_{\text{пн}}$ – парциално налягане на наситените водни пари, *[Pa]*.

Парциалното налягане на наситените водни пари $P_{пн}$ зависи от температурата θ. Тази зависимост за температурен диапазон θ = 0÷300 °C, с достатъчна за практиката точност се изразява:

$$P_{\text{пн}} = 1{,}40974.10^{10}.e^{-\frac{3928{,}5}{\theta+231{,}667}} \quad (5)$$

Така при добре уплътнена сушилня и известни: дебит $F_{са}$ на сушилния агент, начална $\varphi_н$ и крайна $\varphi_к$ относителна влажност на сушилния агент, начална $\theta_н$ и крайна $\theta_к$ температура на сушилния агент, като се използват (2), (4) и (5) може да се осъществи висока точност на сушенето, при изпълнение на (3). С използването на гореописаните зависимости и получаването в реално време на информация за началната и крайната относителна влажност на сушилния агент, както и за началната и крайната му температура, може да се постигне произволно крайно влагосъдържание на изсушавания материал.

На фиг.2 е представен предложеният метод в алгоритмичен вид.



Фиг.2

За поддържането на зададената температура, нагревателя на сушилнята се управлява посредством програмно реализиран скоростен ПИД регулатор и ШИМ.

Изходният сигнал на скоростния ПИД регулатор от цифров вид чрез широчинно-импулсна модулация се превръща в импулс с постоянна амплитуда и продължителност, пропорционална на стойността на цифровия сигнал.

4. Резултати от проведените експерименти

Първоначално опитите са проведени с плат (вълнена шапка), поради възможност за близко до идеалното измерване на количеството желана и реално изпарена вода. Преди всеки опит се измерва с електронна везна с точност до 1g масата на сухия плат M_c. След това плата се навлажнява с определено количество вода и отново се измерва масата му. Разликата от масите на навлажнения и на сухия плат представлява количеството вода, с която е намокрен плата. След това плата се поставя в сушилнята и се наглася дебита на сушилния агент. Избира се температура, при която да се извършва сушенето и се въвежда в програмата. Резултатите от проведените експерименти са обобщени в табл.1.

Табл.1.

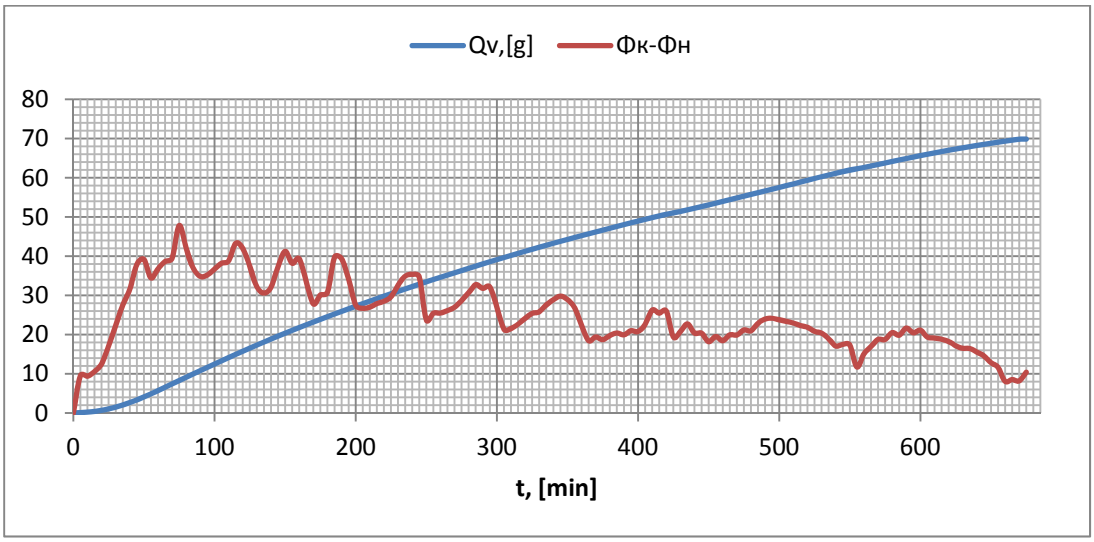
Експеримент №	1	2	3	4
Материал подложен на сушене:	Плат	Плат	Плат	Плат
Маса на сухия материал преди сушене:	68 g	68 g	68 g	68 g
Маса на влажния материал:	134 g	124 g	124 g	124 g
Вода в материала:	66 g	56 g	56 g	56 g
Маса на материала след сушене:	68 g	68 g	68 g	68 g
Програмно изчислено количество изпарена вода Qв	61 g	52 g	55 g	52 g
Грешка:	5 g	4 g	1 g	4 g
Дебит на сушилния агент:	1,3 m3/h	0,8 m3/h	0,4 m^3/h	0,7 m^3/h
Температура в сушилната камера:	63 ^{0}C	60 ^{o}C	60 ^{o}C	55 ^{o}C
Времетраене на сушилния процес:	200 min	230 min	370 min	225 min
Изразходвана електроенергия за нагряване:	0,737 kWh	0,704 kWh	1,000 kWh	0,619 kWh

След проверката на алгоритъма с материал плат, същият експеримент е проведен и с череши без костилка. Резултатите от него са следните:

Влажност по литературни данни:	82 %
Маса подложена на сушене:	100 g
Желана крайна влажност на материала:	40 %
Желано количество изпарена вода:	70 g

Маса на материала след сушене:	30 g
Програмно изчислено количество изпарена вода $Q_в$	70 g
Грешка:	0 g
Дебит на сушилния агент:	0,8 m^3/h
Температура в сушилната камера:	60÷70 ^oC
Времетраене на сушилния процес:	675 min
Изразходвана електроенергия за нагряване:	1,856 kWh

Кривите на програмно изчисленото количество изпарена вода и тази на намаляване на влагата в материала за последния случай са дадени на фиг.3.



Фиг.3

5. Заключение

От проведените пет експеримента се забелязва, че при по-голям дебит на сушилния агент, грешката е по-голяма, което в известна степен се дължи на недоброто уплътнение на вратата на сушилнята.

С увеличаване на дебита на сушилния агент се увеличават и загубите, а оттам и грешката. Правопропорционална е зависимостта на времето на сушене от дебита на сушилния агент, както и от температурата.

Изразходваната електроенергия не зависи само от стойността на поддържаната температура в сушилната камера, но и от дебита на сушилния агент, тъй като колкото е по-голям той, толкова повече топлина се отнема.

Също така промяната на дебита оказва влияние на изразходваната електроенергия поради различната продължителност на сушенето.

Изброените по-горе причини предполагат извършването на статична оптимизация, която ще бъде предмет на следващи разглеждания.

Проведените експерименти все пак доказват, че може да бъде постигната точност на сушенето на материали без да се измерва директно влажността (влагосъдържанието) им, а като се използват много по-лесно измеримите параметри - относителна влажност, температура и дебит на сушилния агент.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Невенкин С., (1993), *Сушене и сушилна техника*, София, Техника

[2] Наплатаров К., (1999), *Промишлени системи за нискостойностна автоматизация*, София

[3] Милчев В., Киров Д. (2004), *Топло и масообменни уредби*, София, АВС Техника

Автор: Десислава Стоицева-Деличева, гл. ас. - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически университет - София, E-mail address: *stoitseva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Нина Г. Николова

МАТЕМАТИЧЕН МОДЕЛ НА ЗАТВОРЕН КОНТУР ЗА УПРАВЛЕНИЕ, В КОЙТО УЧАСТВА ЧОВЕКА КАТО ФУНКЦИОНАЛНО ЗВЕНО

Александър Маринчев

Резюме: *В съвременните системи за управление човекът участва активно като функционално звено, поради тази причина познаването на динамиката му е от изключително голямо значение. Съществуват множество опити за моделирането на тази динамика, които се основават на различни подходи.*
Целта на настоящата работа е да се получи експериментално математичен модел на затворена система за управление, в която участва човекът като функционално звено.
Ключови думи: *човеко-машинни системи, математични модели на човека-оператор, ръчно управление*

MATHEMATICAL MODEL OF CLOSED LOOP CONTROL SYSTEM IN WHICH HUMAN PARTICIPATE AS FUNCTIONAL UNIT

Aleksandar Marinchev

Abstract: *In modern control systems human actively participates as a functional unit, therefore the knowledge of the dynamics is of very high importance. There are many attempts to model this dynamics, which are based on different approaches.*
The purpose of this work is to obtain experimental mathematical model of a control system in which human participates as a functional unit.
Keywords: *man-machine systems, mathematical models of human operator, manual control*

1. Въведение

В съвременните системи за управление човекът участва активно като функционално звено, поради тази причина познаването на динамиката му е от изключително голямо значение. Съществуват множество опити за моделирането на тази динамика, които се основават на различни подходи. Когато човекът участва в контур за управление на някакъв процес често се случва той да проявява адаптивни свойства като променя динамиката си в големи граници, поради тази причина получаването на точен математичен модел на човека сам по себе си не винаги е ефективно и възможно. В голяма част от случаите е достатъчно да имаме модел на затворения контур за управление в който участва човекът за да оценим качеството на процесите които протичат в системата.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. Цел

Целта на настоящата работа е да се получи експериментално математичен модел на система за управление, в която участва човекът като функционално звено. Системата за управление включва човек и обект за управление, като човекът получава информация за текущата стойност на изхода на обекта за управление (регулируема величина) и за желаната стойност за изхода на обекта за управление (задание), на база на тези две величини човекът формира управляващо въздействие, което подава на входа на обекта за управление. Направени са експерименти с различни типове обекти за управление, като целта е да се намери какво е общото между тези различни затворени контури за управление, по което да се съди за това как се самонастройва човекът към обекта за управление.

3. Общи сведения за модела на човека в системите за управление

Математически модели на човека като функционално звено в системите за управление започват да се разработват още от 40-те години на миналия век, за целите на военната авиация, като основен модел от това време е модела на пилота предложен от Тъстин [1]:

$$W_H(s) = \frac{K(1+Ts)}{s} e^{-\tau.s} \tag{1}$$

където:
K – коефициент на усилване на човека;
T – времеконстанта на човека.

Този модел обаче дава доста груба апроксимация на реалната динамика на човека, поради което в последствие се появява по-усъвършенстван модел, който моделира динамиката на човека по-добре, той изглежда по следният начин [2]:

$$W_H(s) = \frac{K(T_L s+1)}{(T_N s+1)(T_I s+1)} e^{\tau.s} \tag{2}$$

където:
K – коефициент на усилване на човека;
T_N – нервномускулна времеконстанта;
τ – закъснение на реакцията на човека;
T_L и T_I – адаптивни параметри на човека.

Недостатъците на тези модели са, че те задават твърда структура за модела на човека и не отразяват способността на човека да се адаптира към условията и да напасва предавателната си функция към различни обекти за управление или към промени случващи се в реално време. За да се отрази напасването на човека към обекта за управление McRuer предлага при моделирането да се разглежда съвместно човека и обекта от където се получава една предавателна функция на системата човек-обект, този модел е наречен кръстосан тъй като предавателната

функция на човека зависи от предавателната функция на обекта за управление. Според този модел човека така напасва предавателната си функция спрямо тази на обекта, че да получава винаги една и съща предавателна функция на отворената система. Този модел изглежда по следният начин [3,8]:

$$W_H(s)W_O(s) = \frac{\varpi_c e^{-\tau.s}}{s} \tag{3}$$

където:
ω_c – коефициент на кръстосване;
τ – закъснение на реакцията на човека.

4. Описание на експеримента и експерименталните данни

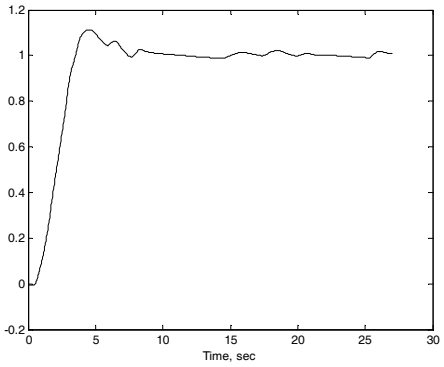
Математическите модели на контура за управление в който участва човекът, се получават от експериментални данни който са събрани посредством лабораторна система за изследване на човека-оператор при ръчно управление [4]. Системата за събиране на данни се състои от персонален компютър, орган за управление (джойстик) и специализиран софтуер. Софтуерът работи в среда на MATLAB и изпълнява следните функции: представя визуализация на заданието и регулируемата величина, отчита въздействията които подава човекът посредством джойстика, симулира поведението на различни обекти за управление, генерира различни по вид входни сигнали (задания) и записва всички данни от експеримента.
Експериментът се провежда по следният начин: избира се обект за управление и се стартира програмата. На екрана се показва заданието като квадратче и регулируемата величина като кръгче. Целта на човека е да подава такива управляващи сигнали на обекта за управление че кръгчето да следва максимално точно квадратчето.
Заданието се състои от правоъгълни импулси, на които едното положение е по средата между средата на екрана и левият му край, а другото положение е на средата между десният край и средата на екрана. Времето което заданието остава в едното и съответно в другото положение е еднакво и е 27s, което е достатъчно за да се установи преходният процес на системата. По този начин се снемат серия от преходни характеристики на затворената система за управление. Преходните характеристики се осредняват за всеки обект за управление и на база на тях се получават предавателни функции на системата.
Разглеждат се резултатите от три експеримента с различно обекти за управление и един и същ човек. Експериментите са извършени със обекти за управление със следните предавателни функции:

$$1.\ W_O(s) = \frac{1}{4s-1} \tag{4}$$

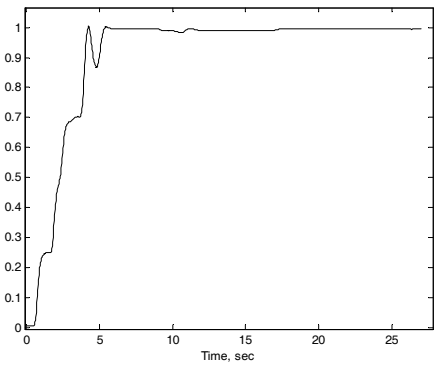
$$2.\ W_O(s) = \frac{1}{0.01s^2 + 0.2s + 1} \tag{5}$$

$$3.\ W_O(s) = \frac{-0.2s+1}{s+1} \tag{6}$$

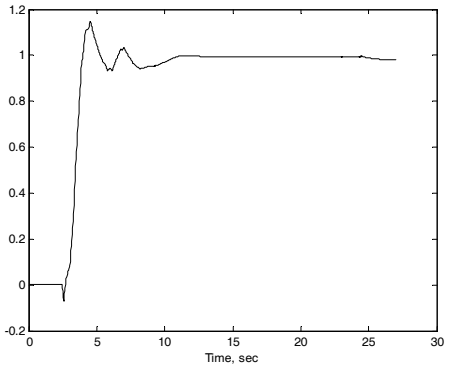
Усреднените и нормирани преходни характеристики са показана съответно на фиг.1 експеримента с обект 1, на фиг.2 експеримента с обект 2 и на фиг.3 експеримента с обект 3.



Фиг.1



Фиг.2



Фиг.3

5. Математически модели за различните експерименти

За да се получи предавателна функция от преходните характеристики е необходимо предварително да се избере нейната структура. След като имаме избрана структура трябва да се получат такива стойности за параметрите и, че да се получи изходът на тази предавателна функция да е максимално близък до експерименталните данни, при един и същ входен сигнал. Това е направено по следният начин - чрез оптимизационна процедура се настройват параметрите на предавателната функция, а критерий за оптимум е минимална интегрално квадратична грешка между изхода на предавателната функция и експерименталните данни за реалният изход на системата [5].

Структурата на системата е избрана като е са разгледани характерни участъци на преходната характеристика, които се описват с определен тип динамични звена. Например от преходната характеристика се вижда, че при промяна на входният сигнал изходът остава непроменен за някакво време - това означава,

че трябва да се добави звено със чисто закъснение. Също така се вижда, че преходният процес в повечето случаи има колебателност, което означава, че трябва да имаме колебателно звено. Така структурата на предавателната функция на системата придобива следният вид:

$$W_{CS}(s) = \frac{1}{T_1 s^2 + T_2 s + 1} e^{-\tau . s} \tag{7}$$

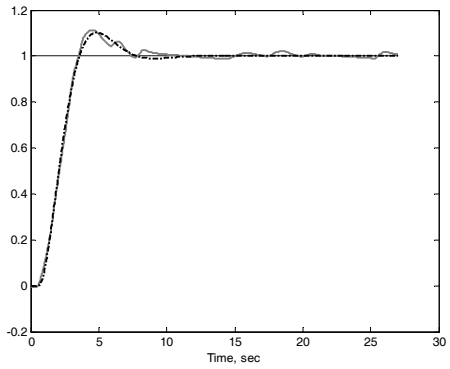
За трите експеримента са оценени предавателни функции, които изглеждат по следният начин:

$$\text{За експеримент 1:} \quad W_{CS}(s) = \frac{1}{1.222 s^2 + 1.299 s + 1} e^{-0.571 s} \tag{8}$$

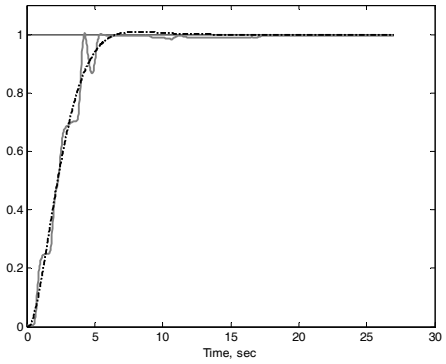
$$\text{За експеримент 2:} \quad W_{CS}(s) = \frac{1}{2.024 s^2 + 2.364 s + 1} e^{-0.0984 s} \tag{9}$$

$$\text{За експеримент 3:} \quad W_{CS}(s) = \frac{1}{0.1712 s^2 + 0.4502 s + 1} e^{-2.89 s} \tag{10}$$

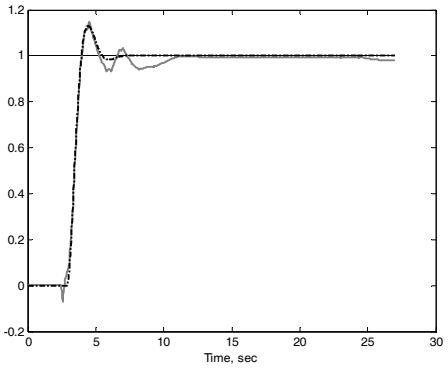
Преходните характеристики на моделите и експерименталните данни са показани за сравнение на фигурите, съответно на фиг.4 е експеримент 1, на фиг.5 е експеримент 2, на фиг.6 е експеримент 3, където с плътна линия са експерименталните данни, а с прекъсната изхода на модела:



Фиг.4



Фиг.5

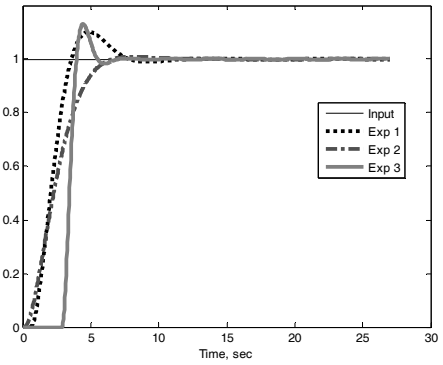


Фиг.6

Оценка за точността на моделите е нормираният корен квадратен от среднок-вадратичната грешка (NRMSE) между експерименталните данни и изхода на модела, която за всеки един от моделите е:

За експеримент 1: Fit = 94.1 %
За експеримент 2: Fit = 89.1 %
За експеримент 3: Fit = 94.0 %

На фиг.7 са показани преходните характеристики на трите модела, от където се вижда, че преходните процеси не се отличават значително по вид, време за установяване и пререгулиране.



Фиг. 7

От получените предавателни функции са получени математичните модели на човека-оператор.

За експеримент 1: $$W_H(s) = \frac{3.273\,s^3 + 33.55\,s^2 + 111.7\,s - 30.07}{s^4 + 11.56\,s^3 + 47.91\,s^2 + 56.24\,s} e^{-0.571s} \quad (11)$$

За експеримент 2: $$W_H(s) = \frac{0.0049s^4 + 0.4002\,s^3 + 12.65\,s^2 + 152.6\,s + 612.5}{s^4 + 62.15\,s^3 + 1311\,s^2 + 1508\,s} e^{-0.0984s} \quad (12)$$

За експеримент 3: $$W_H(s) = \frac{-29.2\,s^3 - 89.8\,s^2 - 102.5\,s - 41.92}{s^5 - 0.2956\,s^4 - 16.63\,s^3 - 6.444\,s^2 - 140.1\,s} e^{-2.89s} \quad (13)$$

Вижда се, че при трите експеримента предавателните функции на човека се различават значително, както по параметри, така и по структура.

Въпреки близостта на предавателните функции на затворената система, предавателната функция на човека се различава, защото тя зависи от предавателната функция на обекта, който човекът управлява.

6. Анализ на резултатите и изводи

От проведените експериментални изследвания се вижда, че моделирането на затвореният контур за управление, в който влиза човекът-оператор, дава добри резултати, тъй като оценените модели са близки до реалните данни. По този начин се получават по лесно, ефективно и точно модели в сравнение с оценяването на модел само на човека.

На база на получените експериментални данни и оценените модели се вижда, че човекът-оператор се стреми да поддържа еднакво (достатъчно близко в някакви граници) качество на регулирането независимо от обекта за управление.

При различни обекти с голяма разлика в структурата си човекът успява да осигури устойчивост на затворената система, като запазва точността на регулиране.

От проведените експерименти е възможно да се определи чистото закъснение на човека за различни обекти за управление, което въпреки, че не се мени в широки граници, може да доведе до негативни ефекти в някои случаи, но по този начин би могло да се определи при какви условия човекът-оператор би могъл да запази устойчивостта на системата и кога няма да може.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Tustin A., ***The Nature of the Operator's Response in Manual Control, and its Implications for Controller Design.*** Convention on Automatic Regulators and Servo Mechanisms. May, 1947

[2] Sheridan T. B., W. R. Ferrell, ***Man-machine Systems: Information, Control and Decision Models of Human Performance.*** The MIT Press, Massachusetts, 1974

[3] McRuer D. T., E. Krendel, ***Mathematical Models of Human Pilot Behavior,*** Advisory Group on Aerospace Research and Development AGARDograph 180, Jan. 1974

[4] Маринчев А., ***Среда за събиране на експериментални данни за изследване динамиката на човека-оператор при ръчно управление***, Годишник на ТУ-София, София, 2012, 189-196

[5] Гълъбов В., А. Маринчев, ***Mathematical models of human-operator in manual control***, International Conference Automatics and Informatics ’12, 9-12

[6] Antunes, R., F.V. Coito, H. Duarte-Ramos. ***A Linear Approach towards Modeling Human Behavior,*** IFIP AICT 349, 2011, 305-314

[7] R. Antunes, F. V. Coito, H. Duarte-Ramos, ***A Multi-Variable Modeling Approach for Improving Operator Proficiency,*** International journal of mathematical models and methods in applied sciences, 2013, 238–246

[8] McRuer D., ***Human Dynamics in Man-Machine Systems,*** Automatica Vol. 16, Pergamon Press, Great Britain, 1980, 237-253

Автор: Александър Пламенов Маринчев, маг. инж., асистент, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, технически Университет - София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 07.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Васил Гълъбов

ОПТИМИЗИРАН ПОДХОД ЗА ОБРАБОТКА НА ИНФОРМАЦИЯТА ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА СТАНДАРТНА БАЛАНСИРАЩА ГРУПА

Чавдар Дойчинов

Резюме: *Тенденциите в развитието на свободния енергиен пазар в Европа и в България налагат създаване на ефективни методи и средства за неговото управление и координация. Динамиката в постоянно променящите се нормативна база и условия са сериозно предизвикателство към системите за управление и координация на балансиращите групи. От тях се очаква да допринесат постигането на висока ефективност на електроенергийната система, повишаване на конкурентоспособността на потребителите и създаване на конкурентна среда между доставчиците.*
Ключови думи: *развитие на електроенергийния пазар, управление, координация, прогнозиране,обработка на информацията, контролинг.*

AN OPTIMIZED MANAGEMENT APPROACH FOR PROCESSING INFORMATION IN A STANDARD BALANCING GROUP

Chavdar Doychinov

Abstract: *Trends in the development of a free energy market in Europe and Bulgaria respectively requires the establishment of effective methods and tools for its management and coordination. The dynamics of constantly changing legislation and conditions pose a significant challenge to the systems supporting its management and coordination of balancing groups. They are expected to contribute to the high efficiency of the power system , to improve the competitiveness of consumers and to create a competitive environment between suppliers.*
Keywords: *development of the electricity market, management, coordination, forecasting, data processing, controlling.*

1. Въведение

Съществуващите, а и създаващите се в момента нормативни документи разделят отговорностите между Електроенергийния системен оператор, Координаторите на балансиращи групи и останалите участници на пазара. Чрез въвеждането на пазара на балансираща енергия и Координаторите на балансиращи групи се цели по-висока ефективност на електроенергийната система, повишаване на конкурентоспособността на потребителите и създаване на конкурентна среда между доставчиците на услуги. В резултат се постига оптимизация на разходите и по-висока ефективност в балансиране на производството и потреблението на електроенергия на по-добра цена.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

За оптимизация дейността на координатора на балансираща група и за подобряване на условията и методите за балансиране на планирането, прогнозирането и потреблението на електрическа енергия трябва да се разработят и приложат:
- правила и методи за осъществяването и следенето на планирането, прогнозирането, доставката и потреблението на електрическа енергия. В тях трябва да се опишат варианти и принципи за подпомагане извършването на тези дейности;
- база данни за всеки един участник или доставчик на електроенергия за балансиращата група;
- методи за координация в управлението.

Целта е да се анализира предложен подход при управлението в реално работеща балансираща група и вземането на решения от страна на координатора на балансиращата група.

2. Промени в развитието и тенденцията на либерализирания пазар на електроенергия в България

Последните промени в Закона за енергетика и Правилата за търговия на електрическа енергия поставиха пред Координаторите на балансиращи групи (КБГ) редица проблеми за разрешаване породени от необходимостта и желанието на клиентите присъединени на СрН да си изберат доставчик на електроенергия и координатор на балансираща група. Едновременно с това Електроенергийния системен оператор (ЕСО) наложи промени при регистрирането и администрирането на търговията с електрическа енергия, като прехвърли изцяло отговорността за балансиране на КБГ и обяви, че въвежда агрегирани графици за доставка на електроенергия между КБГ и всички негови клиенти в даден район на всяко едно от електроразпределителните предприятия (ЕРП). С тези действия ЕСО постигна разделянето на финансовите потоци за балансиране от физическите с което изпълни третата част от програмата за въвеждане на либерализиран пазар на електроенергия в България съгласно ДИРЕКТИВА 2009/72/ЕО НА ЕВРОПЕЙСКИЯ ПАРЛАМЕНТ [4].
В следствие пред Координаторите на балансиращи групи излязоха следните основни проблеми:
- постигане на оптимална покупна цена за доставка на електроенергия от различни доставчици;
- оптимизиране на разходите за балансиране на новите и стари клиенти на балансиращата група;
- запазване на енергийния баланс в електроенергийната система на България;
- недопускане големия наплив на клиенти да застрашат финансово стабилността им, което ще доведе до изключване от либерализирания пазар на електрическа енергия;
- дейност при силно конкурентна среда от чуждестранни търговци на електрическа енергия с големи финансови възможности, които вдигат цените на електроенергията до нива извън възможностите на участниците в българския либерализиран пазар на електроенергия.

3. Управленски процес и координация в балансираща група

Управленския процес в една балансираща група се основава на обработката на информация, въз основа на тази информация се определят цели, изработват се и се приемат съответни управленски решения и се определят методиките за прогнозиране на натоварването и енергопотреблението на участниците в групата. Това е необходимо за да могат да се покрият високите изисквания от практиката за точност, достоверност, информативност, автоматизираност, бързодействие, а причина за тези изисквания са икономически фактори. Важно значение тук има координацията. Съществуват различни начини за постигане на координация:

- координация чрез взаимно нагаждане - чрез информационна комуникация;
- координация чрез правила и процедури - стандартизация на процеса на работа;
- координация чрез директен надзор - чрез едно лице, което поема отговорността за работата на другите;
- координация чрез стандартизация на знанията и уменията [3].

Извършването на контролинг от друга страна е управленска концепция, целяща осигуряването на успешното функциониране на балансиращата група в дългосрочен аспект посредством:

- адаптиране на прогнозните планове към изменящите се условия на средата;
- съгласуване между оперативните и прогнозните планове;
- изграждане на система от информация за различните равнища на управление в оптимални интервали от време;
- изграждане на система за контрол върху изпълнението, коригиране на тяхното съдържание;
- адаптиране на организационната структура на управлението с цел повишаване на нейната гъвкавост и способност бързо да реагира на изменящите се условия на средата [3].

На фиг.1. е показана координация в балансираща група прилагайки Правилата за управление на електроенергийната система и чрез процедури:

- процедура по информационна комуникация с клиента по телефон или мейл (директна комуникация). От страна на клиента се осигурява човек, който отговаря изцяло и има възможност да вземе решения касаещи потреблението на електроенергия;
- процедура по стандартизация процеса на работа – процеса по планирането и прогнозирането на потреблението на всички клиенти участници в групата се извършва по точно определен начин изготвен от Ръководител енергопотребление, товар и контролинг на балансираща група, като предварително е съгласуван с експерт представител на клиента участник в балансиращата група. Съгласуват се присъединените мощности на клиента, цикличност на работа на мощностите, влияние на външни фактори върху потреблението на електроенергия, влияние на вътрешни фактори на потреблението на електроенергия, начин на комуникация, обмен на резултати и статистика от прогнозирането и планирането на потреблението на електрическа енергия, обмен на натрупани знания и експертен опит;

- процедура по контролинг на процеса по планиране и прогнозиране на електропотреблението на участниците в балансиращата група - непрекъснати анализи и адаптация на процеса спрямо изменящите се условия на средата, строго следене на отклоненията на оперативните планове (дневни прогнози) спрямо планираните планове (месечни прогнози) на потреблението на електроенергия от участниците в групата;
- процедура по адаптиране на организационната структура на управлението с цел повишаване на нейната гъвкавост и способност за бърза реакция при изменящи се условия на средата.

Фиг.1. Координация в балансираща група

4. Алгоритъм подпомагащ функционирането и управлението на балансираща група

След последните промени от юли 2013 година Българският пазар на електроенергия управляващ се по правилата, дефинирани от Закона за енергетика и Правилата за търговия с електрическа енергия [5], [6], функционира по следната схема:

- за **преки членове** на балансиращи групи
  - Потребителите на електроенергия закупуват от производител или търговец необходимите количества по предварително договорена цена. За целта потребителите регистрират в ЕСО (Енергиен системен оператор) предварително дефиниран график (товаров график) по схемата „24 часа напред“.
  - Отклонението от зададения график (при неговото изпълнение) се нарича небаланс. Небалансът може да бъде положителен, ако консумацията на обекта е по-голяма от предварително зададената или отрицателен, ако консумацията е по-малка от предварително зададената. При положителен небаланс пот-

ребителят трябва да купи недостигащите му количества от свободният пазар по цени, които надвишават договорените в някои случаи два и повече пъти. Цената на положителния небаланс се нарича цена на недостиг. При отрицателен небаланс потребителят продава излишните количества по цени по-ниски от предварително договорените. Цената на отрицателният небаланс се нарича цена на излишък [1].

Задълженията за заплащане се изчисляват по формула:

$$P = \sum_{i=1}^{N} [FE * Q_i - NNP * Q_i^{NN} + PNP * Q_i^{PN}] \quad (1)$$

където:

P – стойност на консумираната енергия, лева.

FE – цена на заявените количества по договор, лева/MWh.

Q_t – количество на заявената електроенергия за един час от денонощието, MWh.

Q_t^{NN} – количество на електроенергията в недостиг, MWh.

Q_t^{PN} - количество на електроенергията в излишък, MWh.

NNP – цена на недостига, лева/MWh.

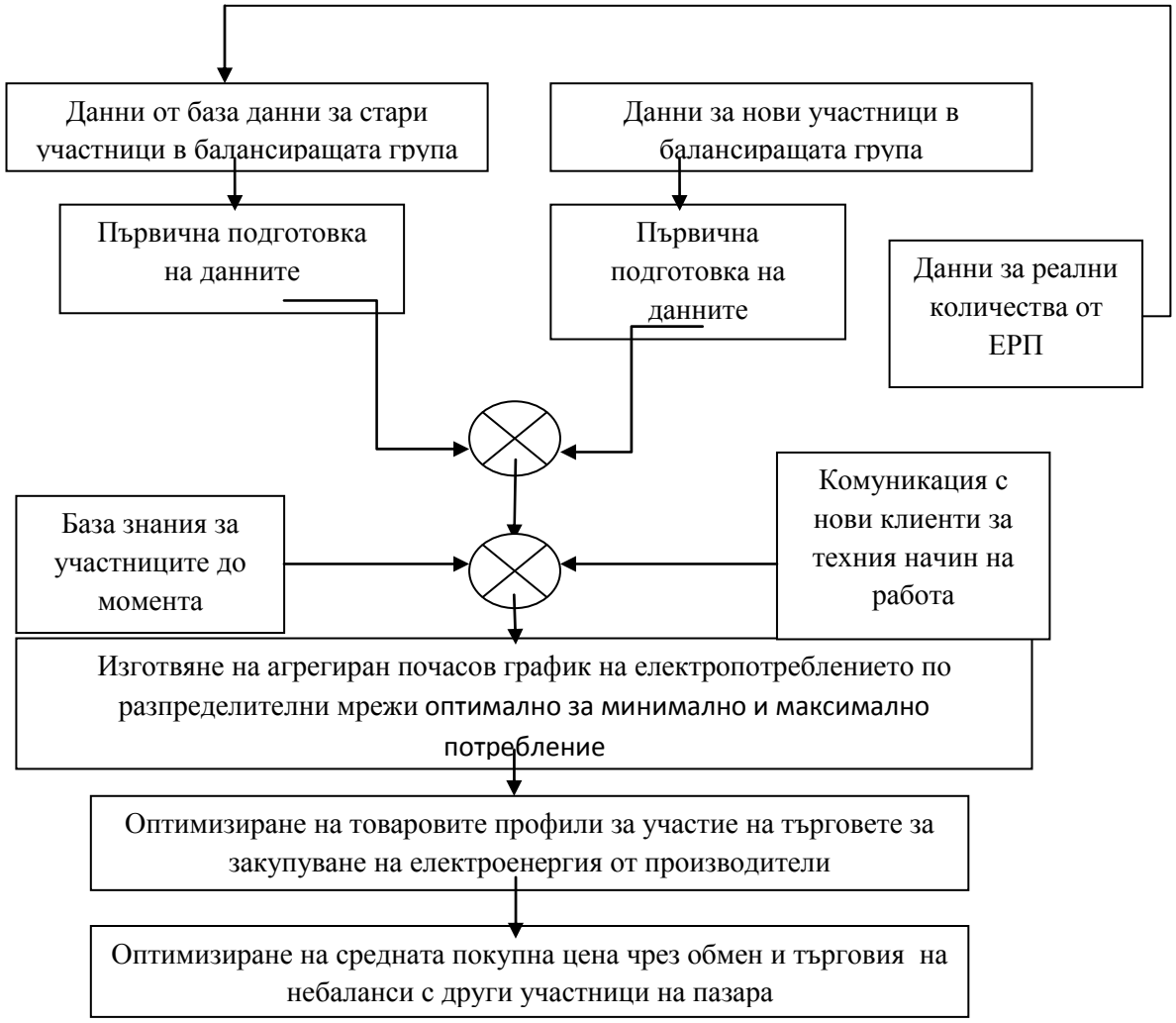
PNP – цена на излишъка, лева/MWh.

- за **непреки членове** на балансираща група

КБГ изготвя агрегиран товаров график на всички свои клиенти присъединени към дадено Електроразпределително предприятие (ЕРП) по схемата (24 часа напред) в деня предхождаш реалната доставка. Обобщения график се качва в системата CATEE на ECO и се регистрира. Отделно подава заявка към своите доставчици за съответните количества, които предварително са договорени за доставка на електрическа енергия за нуждите на балансиращата група по предварително договорена цена. Тук отклоненията или небалансите са между графиците на доставчиците и агрегирания график на КБГ. На края на всеки месец КБГ получава сетълмент с всички обобщени небаланси на групата. След получаването на този сетълмент КБГ има задачата спрямо своите общи принципи за разпределение на небалансите подписани с клиентите на групата да разпредели финансовото изражение на небалансите на групата. Промяната в начина на действие на пазара на електроенергия поставя пред КБГ задачата да прогнозира и планира небалансите във своята група така, че да не допуска големи небаланси.

За целта е разработен алгоритъм за управление дейността по електропотреблението в балансиращата група, като се решават задачи за линейна и нелинейна оптимизация, задачи за локална и глобална оптимизация, еднокритериална и многокритериална оптимизация. Вида на задачите за оптимизация се в зависимост от етапа на планирането и прогнозирането на потреблението на електрическа енергия от участниците в групата. На етап прогнозиране на отделен клиент се решават обикновено линейно оптимизационни задачи, за някои клиенти е възможно и решаването на нелинейни оптимизационни задачи. На етап прогноза задачи от типа на определяне на локален и глобален минимум на целевата функция. На етап планиране на заявките за доставка на електрическа енергия за нуждите на групата се решават задачи от типа на еднокритериална и многокритериална оптимизационна задача. Трябва да се вземе предвид, че се разглеждат

реални консуматори на електроенергия и често се налага да се разглеждат повече от един фактор влияещ върху него, т.е. разглеждат се повече от една променлива съответно това води и до повече функции на променливите. В настоящата статия няма да се спираме специално върху методите за оптимизация, понеже те вече са подробно проучени и разгледани в редица книги, статии и учебни помагала. За нуждите на КБГ е разработен показаният на фиг.2. алгоритъм за управление на балансираща група.



Фиг.2. Алгоритъм за управление в балансираща група

Стъпка 1: Прави се първична подготовка на данните на клиенти участници в балансиращата група, включваща филтрация на данните по определен критерии и знания за даден клиент:

- изваждане на хармонична средна стойност;
- изваждане на линеен тренд;
- изваждане на сезонен (цикличен) компонент.

Стъпка 2: Повтаря се Стъпка 1, но на база предварително направени анализи на нови членове за балансиращата група. За тях до седмия ден на новия месец от тяхното участие на либерализирания пазар няма реални данни и не съществува база от данни за тяхното реално потребление.

Стъпка 3: Сумират се в агрегирани товарови графици по клиенти участници в балансиращата група по разпределителни мрежи.

Стъпка 4: От така получените агрегирани товарови профили чрез метод с експотенциално изглаждане [2] , се определят два типа товаров профил за минимално потребление и максимално потребление на електроенергия .

Стъпка 5: Решаване на оптимизационна задача по формули (4.2), (4.3), (4.4) за всеки един час от денонощието и всеки един ден от седмицата, като се цели минимизиране на загубите от небаланси за групата спрямо закупената електроенергия от търгове на производители за предстоящия месец.

$$F(y) = \sum_{i=1}^{n}[a(y_i - Y)\alpha + b(Y - y_i)\beta + \gamma] \longrightarrow min \quad (2)$$

$$\alpha = \begin{cases} 1, y_i - Y > 0 \\ 0, y_i - Y < 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$\beta = 1 - \alpha \quad (4)$$

където:

α, β - са коефициенти със стойности 0 или 1 в зависимост от знака на разликата между независимата променлива и текущата стойност на вектора на входните данни;

γ - средна стойност на покупната цена от различните профили, за които ще се участва на търговете на производителите за MWh, лв./MWh;

y_i- текуща стойност на вектора на входните данни, MWh;

Y – стойност на променливата за прогнозиране, MWh;

a, b – стойност на цените на недостиг и на излишък на електроенергия спрямо същите на ЕСО, лв./MWh.

Решаването на тази задача води както до намиране на стойността на товара във всеки един ден и час от седмицата, така и до оптималната цена за участие на търговете за електрическа енергия на производителите, при които загубите от небаланси от прогнозните графици ще бъдат най-малки и ще се постигне възможно най – ниска себестойност на закупуваната електроенергия от производителите.

Стъпка 6: Чрез решаване на линейна оптимизационна задача се определят цени за възможна търговия на евентуални небаланси през прогнозния месец с други търговци на електроенергия или КБГ. Целта е да се намали или да се задържи средната покупна цена на електроенергия в групата.

Стъпка 7: След получаване на първите реални данни за почасовото потребление от ЕРП за новите участници през настоящия месец се повтаря стъпка 1 само за тях. Резултатите се записват в общата база данни за цялата група. Тези нови членове стават стари за следващия прогнозен период (месец).

Необходимостта от изпълнението на стъпка 6 се поражда от практиката. С нейното внедряване се постигна оптимизиране на реализираните небаланси породени от граничните стойности на възможни отклонения от предлаганите товарови профили на производителите на електроенергия. Освен това се дава възможност на КБГ да изкупува или продава съответните излишъци или недостици на други участници на пазара, както и на своите такива. По този начин се постига:

- намаляване непредвидените небаланси, породени от аварии или друг вид

смущаващи въздействия върху електропотреблението на участници в групата;
- намаляване на породените небаланси от граничните условия на закупените товарови профили;
- оптимизация на средната покупна цена за доставка на електроенергия;
- реализиране на печалба от търговията с други участници на пазара, което като цяло компенсира загубите на групата от нейните небаланси;
- възможност за предлагане на силно конкурентна цена на нови клиенти.

5. Заключение

С използването на оптимизационни методи и описания алгоритъм за управление на част от дейността на КБГе постигната през 2013 г. във реално действаща балансираща група в Р. България, оптимизация на основните разходи за функционирането на балансиращата група. Реализирана е координация при вземането на решения. Проследен е контролинга при функционирането на балансиращата група. Разработена и е анализирана методология за оптимизиране процеса за прогнозиране, планиране и балансиране за нуждите на действаща балансираща група във връзка с възникналите проблеми пред координаторите от последните промени в българското законодателство. Преди въвеждане на този алгоритъм небалансите достигаха 15% спрямо приходите от дейността на КБГ във финансово изражение. След въвеждането и непрекъснатите внедрявания на интелигентни оптимизационни методи [3], разходите за небаланси намаляха до 7% спрямо приходите от дейността на КБГ, а печалбата се повиши с 5,45%. Отделно от това се постигна силно конкурентна средна цена на предлаганата услуга спрямо другите участници на пазара на електрическа енергия.

Литература

1. Георгиев М., Прогнозиране и управление на потреблението на електроенергия в индустриални обекти, Автореферат на дисертация за присъждане на образователна и научна степен „доктор”, София, 2013
2. Сапунджиев Г., Стратегическо управление при конфликт и при коалиция, ТУ - София, 2003.
3. Стоянов С., Интелигентни методи за управление, Европейски социален фонд 2007 – 2013, Оперативна програма развитие на човешките ресурси, ХТМУ – София
4. Директива 2009/72/ЕО, Европейски парламент, 2009
5. Закон за енергетиката, Обн. ДВ. бр.107 от 9 Декември 2003г., доп. ДВ. бр.23 от 8 Март 2013г., 2003
6. Правила за управление на електроенергийната система., приети с решение по протокол 110 на ДКЕВР от 18.07.2013 г.

Автор: Чавдар Дойчинов, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *chav81@abv.bg*

Постъпила на 30.04.2014 **Рецензент** доц. д-р В. Гълъбов

ИНТЕГРИРАНЕ НА ОПЕРАТИВНИЯ МЕНИДЖМЪНТ И ТЕХНИЧЕСКАТА ПОДДРЪЖКА НА СЪОРЪЖЕНИЯТА В ПРОИЗВОДСТВОТО НА ПЕЛЕТИ

Николинка Христова

Резюме: *Оползотворяването и използването на биомасата за производство на електроенергия, топлинна енергия и горива допринасят за устойчиво икономическо развитие и опазването на околната среда. В тази разработка е представен интегриран подход за оперативен мениджмънт и техническа поддръжка на съоръженията при производството на пелети. Изследвани и анализирани са ползите от приложението му за подобряване на ефективността на предприятието.*
Ключови думи: *интегриран подход, оперативен мениджмънт, поддръжка на съоръженията, ефективност, производство на пелети*

INTEGRATING THE OPERATION MANAGEMENT AND EQUIPMENT MAINTENANCE OF PELLET MANUFACTURING

Nikolinka Christova

Abstract*: Biomass is considered to be one of the key renewable resources of the future at both small- and large-scale levels. It regulates the pollution by resolving the situation of manure management and utilization of leftovers from agriculture, forestry and other industries. In this study, an integrated system for operation management and equipment maintenance of pellet manufacturing has been proposed. The benefits of its implementation for improving the efficiency of the pellet production plant have been investigated and discussed.*

Keywords**:** *integrated system, operation management, equipment maintenance, efficiency, pellet manufacturing*

1. Въведение

При съвременните условия в индустрията се поставя задачата за създаване на цялостна система за предсказващо поддържане и нейното интегриране с оперативното и стратегическо ниво на общата система за мениджмънт на предприятието. Това налага използването на интелигентни техники за реализация на такава система [1,5,12,13].

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Разработването на системи за мониторинг и диагностика на машините и съоръженията в индустрията [5,8,9,10,11] е област от съществено значение, осигуряваща значително намаляване на разходите за експлоатация, поддържане и ремонт, а също така и подобряване на мениджмънта, надеждността и безопасността. От особено значение е откриването и/или диагностицирането на потенциални проблеми и осъществяването на подходящи мерки за предотвратяването им, за да се избегнат сериозни последствия като аварии и прекъсвания на работата.

Енергийната ефективност е критерий за степента на рационално използване на електрическата и топлинна енергии. Въвеждането на мерки за подобряване на енергийната ефективност в индустриалните производства осигурява значително намаление на общите разходи и на себестойността на произвежданата продукция и увеличаване на конкурентноспособността [5,6,7,9].

Съществува голямо разнообразие от видове биомаса [2,3,4,7], но фокусът в тази разработка е към тези, които се използват като суровина при производството на биопелети:

- *дървесина* (дърва за огрев, отпадъчна дървесина от горското стопанство и горскостопанските работи и др.)
- *бързо растящи дървесни видове* – върбови, тополови и др.
- *селскостопанските отпадъци* от земеделски култури – слама, царевични стъбла и др.
- *индустриални отпадъци* (талаш, чипс и стърготини – от дървопреработване, мебелна промишленост, производство на строителна дограма и др.).

Обект на изследване в настоящата разработка е предлагане на интегриран подход за оперативен мениджмънт и поддръжка на съоръженията в инсталация за производство на биопелети.

Акцентът е върху моделиране и оптимизиране на технологичните режими (намаляване на престоите и авариите, оценка на състоянието на съоръженията и тяхната техническа поддръжка и осигуряване на ефективно и ефикасно производство); разход на суровини, енергия (топлинна и електрическа); някои бизнес показатели (печалба, пазари, себестойност на продукцията и др.).

2. Производство на пелети от биомаса

Пелетизирането е метод за увеличаване на обемната плътност на биомасата чрез механичен натиск. Пелетите са цилиндри с диаметър 6-10 мм, дължина 10-30 мм, с ниско съдържание на влага (около 8%), както и с висока обемна плътност (над 600 kg/m3), за да се осигурят по-ефективен транспорт и съхранение [2,3,4,5]. Повишената енергийна плътност и по-хомогенният състав допринасят за по-доброто управление на горенето и по този начин за по-висока енергийна ефективност.

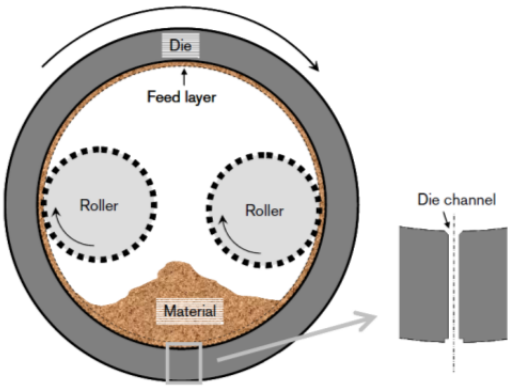
Качеството на пелети може да се управлява чрез подходящо управление на производствените условия [4,7]. В изследванията в [6] е демонстрирано как процесните променливи (температура, налягане, и размери на матрицата), характерис-

тиките на суровината (влагосъдържание и размер на частиците) и съставът и видът на биомасата (протеини, мазнини, целулоза, хемицелулоза и лигнин) играят важна роля за постигане на желаното качество на пелетите по отношение на трайност, плътност и калоричност.

Съществуват големи разлики, свързани с обработката на суровини от различни видове биомаса. Стърготините от твърда дървесина (като бук или дъб) изискват по-големи стойности на налягането, отколкото тези от по-меки и иглолистни дървета. За обработката на влажен материал се изисква повече енергия за сушене. За разлика от това, сламата вече е с подходящо съдържание на влага и не се нуждае от фазата на сушене. При процеса на пресоване сламата изисква повече енергия, отколкото дървото. По този начин, като се има предвид целия процес на пелетизиране, сламата изисква по-малко енергия, отколкото дървесните стърготини [3, 4]. Включвайки процесът на сушене, 10 до 20% от енергийното съдържание на пелетите се изисква за пелетизиране.

Пелетизиращата машина се състои от матрица и две ролки (фиг.1). Плътността на пелетите зависи от дължината (L) и диаметъра (D) на отворите на матрицата, състоянието на матрицата и ролките, настройката на ролките и свойствата на материала [4].

Матриците трябва да се избират според вида на биомасата. Трябва да се намери балансът между трайността на пелетите и производителността. Диаметърът на отворите на матрицата са обикновено 6 или 8 мм. За матрици тип пръстен оптималното L/D-съотношение е 3÷7:1. За пелетите от селскостопански отпадъци L/D съотношението може да бъде по-голямо. Удълженото време на престой в матрицата дава положителен ефект върху трайността на пелетите.



Фиг.1. Матрица тип пръстен [7]

Разстоянието между ролката и матрицата е важен фактор за производството на качествени пелети [6]. Увеличаването на разстоянието (от порядъка на 2–2.5 mm) повишава твърдостта и трайността на пелетите. По-нататъшното увеличаване на разстоянието (от 4–5 mm) води до негативен ефект.

3. Описание на предложения интегриран подход

Съвременните стратегии за оперативен мениджмънт и управление на поддръжката са се развивали и променяли във времето и сега организациите се опитват да осигурят по-висока производителност, високо качество на продукцията, ви-

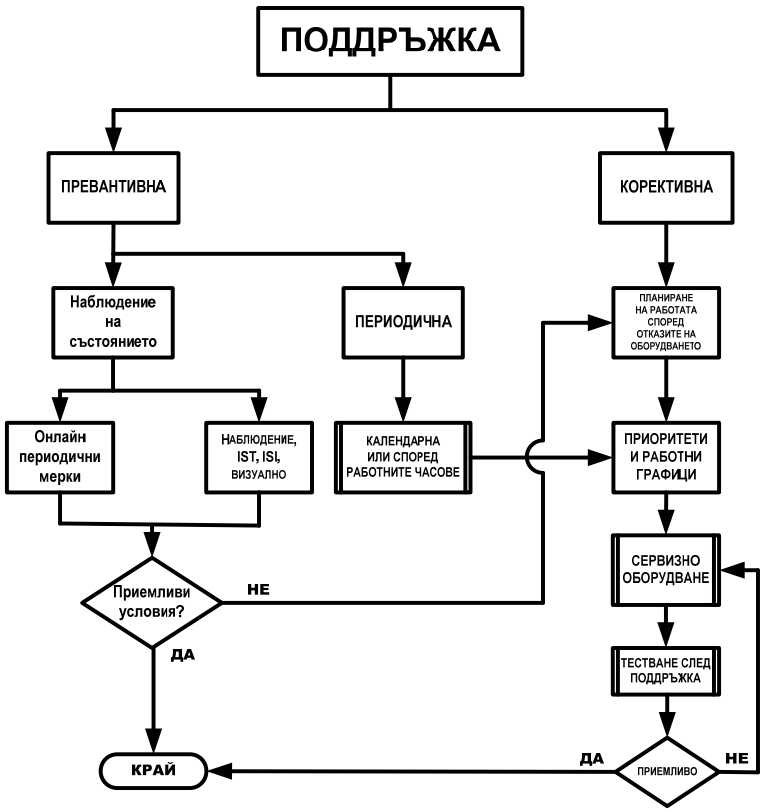
сока надеждност и годност на съоръженията, при ограничени инвестиции по поддръжка [1,5,8,9,10]. Прилагането на определена стратегия по поддръжка за постигане на корпоративните цели и за минимизиране на инвестициите продължава да бъде предизвикателство. Днес се използват следните стратегии по поддръжка (фиг.2):

- ***Коректива поддръжка***: Действието по поддръжката, което обикновено включва ремонт или замяна, се предприема, когато проблемите вече са се появили. Тъй като повредите могат да спрат работата на цели производствени линии и да имат много сериозни последствия (от технологична, техническа, икономическа и други гледни точки), тази стратегия за поддръжка е неподходяща.
- ***Превантивна поддръжка***: За предотвратяване на по-горе посочените последствия се провежда периодична инспекция, преглед на предисторията на повредите и поддръжката се извършва, когато вероятността за отказ и повреда е най-голяма. Превантивната стратегия препоръчва и предполага поддръжката да се осъществява по-често, отколкото тя е необходима и така разходите за поддръжка (за труд и за резервни части) се увеличават, което може да доведе до намаляване на времето за работа на съоръженията и до производствени загуби.
- ***Предсказваща поддръжка***: Тъй като превантивното поддържане може да стане скъпо, организациите развиват различен подход за поддръжка – провежда се периодичен (чест) мониторинг на състоянието на съоръженията и се анализират тенденциите за влошаването му или появата на повреда. Поддръжката се изпълнява точно, когато е необходимо, за да се предотврати сериозна повреда. В сравнение с превантивната поддръжка тази стратегия осигурява по-добра работа на съоръженията при намалени общи разходи.
- ***Поддръжка, базирана на състоянието*** (Condition Based Maintenance – CBM): При тази стратегия се осъществява непрекъснат мониторинг на съоръженията в реално време, анализира се и се оценява състоянието им и се определя моментът за изпълнение на поддръжката.

  Термините „предсказваща поддръжка“ и „поддръжка на базата на състоянието“ се използват понякога взаимнозаменяемо, въпреки това има отделни различия между тях. Предсказващата поддръжка се основава на анализ на данните за състоянието на оборудването, които се събират периодично, обикновено ръчно, докато при поддръжката на базата на състоянието данните за състоянието на оборудването се събират непрекъснато и се анализират в реално време.

CBM е стратегия за поддръжка, насочена към удължаване на живота на машините, увеличаване на производителността и намаляване на ежедневните оперативни разходи [1,5,8,9,10,11,13]. За разлика от периодичната поддръжка, където ремонтът се базира на планирани интервали от време, CBM се основава на действителното състояние на машините и съоръженията, което определя кога и какво се изисква при поддръжката. Оценява се състоянието на оборудването и

се извличат характеристики (признаци), които показват влошената работа или износване (деградация) на машините. Когато стойностите на тези характеристики достигнат определения праг (гранични стойности), започват действията по изпълнение на поддръжката.



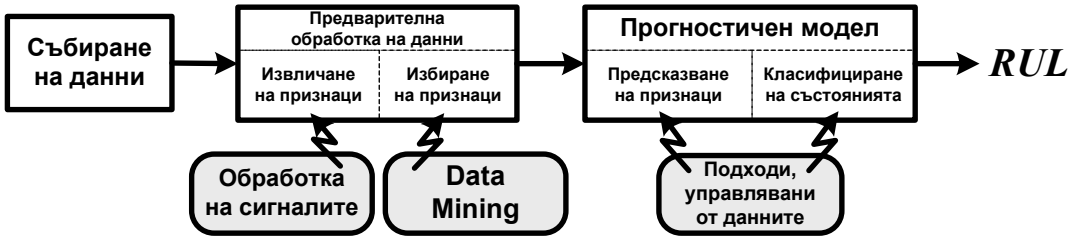
Фиг.2. Стратегии за поддръжка

В областта на поддръжката, прогнозирането се счита за основна задача в рамките на CBM, което предсказва оставащото време на работа (Remaining Useful Life - RUL) на машините при определени експлоатационни условия и улеснява вземането на решения. Така основната цел е да се оцени RUL на системата (машината), преди появата на повреда.

Процедурата за прогнозиране се основава на използването на съществуващите оперативни данни от оборудването, за да се предскаже състоянието, времето на живот на оборудването и да се определи времето за извършване на поддръжка. Тази процедура се състои от четири основни модула: събиране на данни, оценка на състоянието и основните характеристики, генериране на прогностичен модел и интегрирана поддръжка. Главно методи, базирани на данни, анализират суровите (необработени) данни и ги превръщат в полезна информация за прогнозиране на цялостното състояние и поведение на системата. За да се оцени RUL, се правят прогнози във времето, които се анализират от модула за класификация, за да се определят най-вероятните състояния на системата (фиг.3).

От подходите, базирани на данни, средствата на изкуствения интелект, като изкуствени невронни мрежи, размита логика и невро-размити системи, са били успешно прилагани за създаване на нелинейни модели за прогнозиране

[1,12,13]. Добре известният Fuzzy C-Means (FCM) алгоритъм може да се използва на етапа на класификация на състоянието на системата.



Фиг.3. Процедура за поддръжка на базата на състоянието на оборудването

4. Приложение за предприятие за производство на пелети

В тази секция е представено предприятие за производство на пелети от биомаса. Обобщената схема на етапите от технологичния процес е илюстрирана на фиг.4 и включва:

- Помещение за съхранение на суровината;
- Първична обработка на суровината;
- Сушилна секция;
- Смилане и допълнително преработване;
- Пелетна преса, охлаждане, опаковъчна машина;
- Помещение за съхранение на продукцията.

Фиг.4. Схема на технологичния процес

Характеристиките на предприятието са следните: производителност - 0.9 t/h (максимална), 0.7 t/h (средна); брой работни часове (средно) - 18; годишна производителност - 4320 t; консумация на електроенергия - 300 kWh/t; топлинна консумация - 2500 MJ/t.

Проведеният анализ има за задача да изясни основните дадености и ограничения при определяне на ефективността на работа на предприятието и нейното подобряване:

- Ефективност - възможност за определяне на часова производителност, разходи за енергия (топлинна и електрическа), производствени разходи (за суровина, заплати), разходи за поддръжка;
- Функционални нужди - изясняване на липса на необходими измервания, управление на процеси, оптимизация (статична и динамична), интерфейси с по-горни йерархични нива, система за превантивно и предсказващо поддържане, система за сигурност и разполагаемост;
- Екосъответствие.

Факторите, които влияят върху качеството на произвежданите пелети и на производителността могат да бъдат разделени на такива, които са свързани със суровината и други механични свойства. Свойствата, свързани със суровината, включват влагосъдържание на материала, плътност на материала, размер на частиците на материала, характеристики на материала. Основните механични фактори, които подобряват процеса на пелетизиране са оптимизирани размери на матрицата и налягането при пелетизиране [4,6,12].

Основните проблеми, които възникват по време на процеса на пелетизиране са: блокиране на машината, прегряване, високи енергийни разходи, необходимост от висока поддръжка на съоръжението [2,3].

В съществуващите в предприятието системи за управление тези процеси са частично автоматизирани само с локални контури за регулиране с обратна връзка.

Пелетизиращата машина има решаващо значение в производството на пелети. Основните задачи, които се поставят при управлението и поддръжката на машината са:

1. Избор на матрица в зависимост от типа на биомасата

При необходимост от преминаване към нов тип дървесни стърготини, използване на слама или две/три компонентни смеси, е необходимо да се направи компромис при избора на матрица от гледна точка на две изисквания: качество на пелетите, бавно износване на матрицата и ролките.

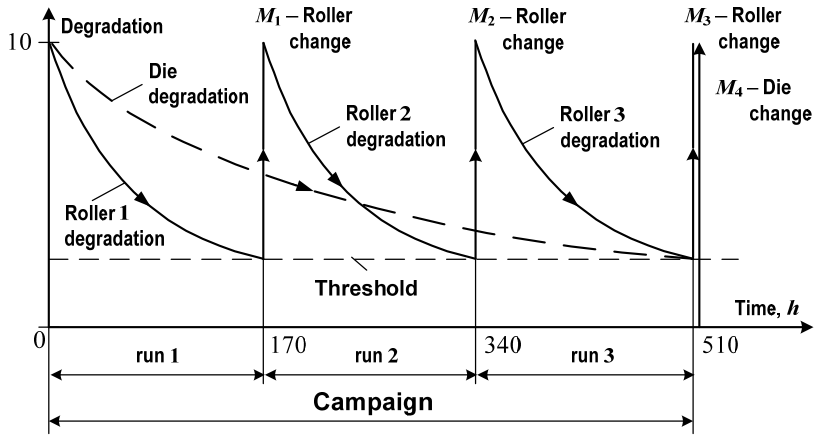
Съществуващият собствен експлоатационен опит и достъпните литературни данни [2,4,6] позволяват да се изгради база от прецеденти и съответстващи правила за избор на матрици при конкретното съчетание на параметрите на подаваната за екструзия изсушена биомаса.

2. Оптимална настройка на разстоянието между ролките и матрицата

При избрана вече матрица настройката на пресващите ролки е оптимизационна задача. За конкретни суровинни смеси се решава проблемът за определяне на качеството на пелетите K [$0 \le K \le 10$] (оценява се от оператора) в зависимост от δ – разстоянието между ролките и матрицата, g – мярката за твърдост на материала ($0 \le g \le 10$); φ – влагосъдържанието на материала на изхода на сушилнята (измерва се).

3. Поддръжка, базирана на състоянието (CBM)

При екструзията (фиг.1) ролките се износват много по-бързо от матрицата. Експлоатационната време-диаграма е показана на фиг.5.



Фиг.5. Поддръжка на пелетизиращата машина

Един пробег (run) на ролките е 150-170 h, след което те се сменят. След три смени на ролките се подменя и матрицата (die). Деградацията (износването) на ролките и матрицата не се измерва, а се оценява косвено от оператора.

В настоящата работа е предложено качеството на пелетите да се оценява по скала (0÷10) в зависимост от външния им вид. Поддръжката, базирана на състоянието на ролките се извършва по тази косвена оценка и има следните основни функции:

а) Определяне на началото и честотата на инспекцията на износването на ролките

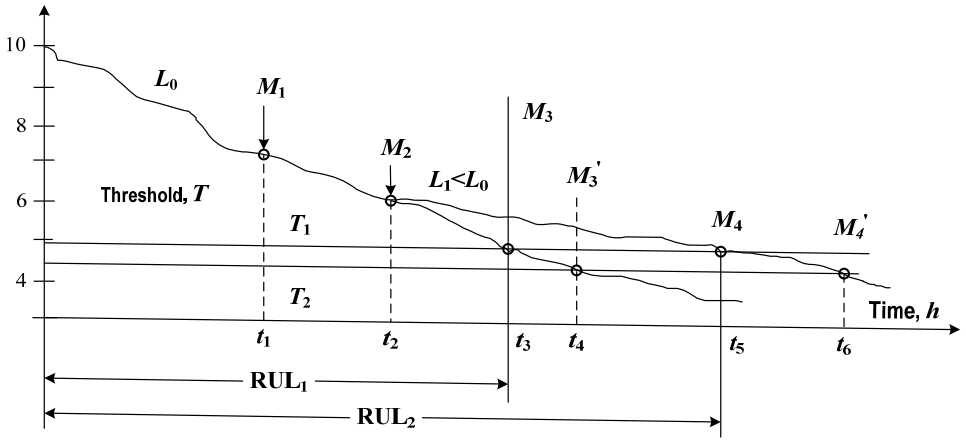
б) Оценяване на оставащото време на работа (Remaining Useful Life - RUL) на ролките

в) Удължаване на времето на използване на ролките (RUL), чрез редуциране на захранването на инсталацията (Load reduction).

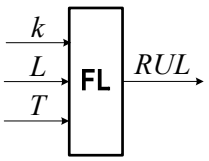
На фиг.6 са показани основните действия по поддръжката (maintenance actions): M_1 е началото на инспекциите; M_2 – промяна на натоварването ($L_1 < L_0$), ако е целесъобразно; $M_2 \rightarrow M_3'$ – замяна на ролките при праг (threshold) съответно T_1 и T_2 при началното натоварване L_0; $M_4 \rightarrow M_4'$ – замяна на ролките при намалено натоварване L_1 и праг (threshold) съответно T_1 и T_2.

При експлоатацията може да се използва адаптивно променящ се праг (adaptive threshold) T в зависимост от условията на пазара (търсене и цени). Намаляването на натоварването също би могло да се направи, ако е изгодно при дадена пазарна ситуация. По такъв начин качеството и продуктивността на пелетизиращата машина са тясно свързани с оставащото време на работа на ролките и матрицата (RUL) и адаптивно променящия се праг (adaptive threshold) T.

Предсказването на RUL може да се извърши с използване техниките на изкуствения интелект, като размита логика, невронни мрежи и др. [1,11,13]. Информационната схема на размит модел е представена на фиг.7.



Фиг.6. Стратегия на поддръжка, базирана на състоянието



Фиг.7. Размит модел за определяне на RUL

5. Заключение

Конкурентният световен пазар повиши необходимостта от надеждни и рентабилни производствени системи. За предприятията поддръжката на машините и съоръженията е от особено значение за повишаване на ефективността на производството, за подобряване на качеството на продуктите, за изпълнение на стандартите и правителствените разпоредби за безопасност и опазване на околната среда, и т.н. Поддръжката на базата на състоянието е една от политиките, които могат да изпълнят почти всички от посочените по-горе цели. Тя се изпълнява, за да се намалят разходите за поддръжка, за да се намалят (или дори елиминират) производствени загуби (поради влошено състояние на оборудването) и да се повиши производителността. В настоящата разработка е представен интегриран подход за оперативен мениджмънт и поддръжка на съоръженията в предприятие за производство на пелети от биомаса, като са дискутирани конкретните насоки за приложението му.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията са финансирани от Фонд "Научни изследвания" (Ф"НИ") към Министерството на образованието, младежта и науката по проект „Предсказващо поддържане на технологични съоръжения въз основа на диагностика и анализ на риска" № ДВУ-10-0267/10.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Chinnam, R., Baruah, P. (2004), ***A neuro-fuzzy approach for estimating mean residual life in condition-based maintenance systems***, Int. J. Materials and Product Technology, Vol. 20, 1–3, 166–179

[2] Di Giacomo, G. & Taglieri, L. (2009), ***Renewable energy benefits with conversion of woody residues to pellets***, Energy, 34, 724–731
[3] Fürstaller, A., Huber, M., Krueger, J. & Pfleger, M. (2010), ***Processing of digestate to pellets for usage as alternative solid fuel***, Proc. of 18th European Conference and Exhibition, 3-7 May, 1733–1737
[4] Holm, J., Henriksen, U., Hustad, J. & Sørensen, L. (2006), ***Towards an Understanding of Controlling Parameters in Softwood and Hardwood Pellets Production***, Energy Fuels, 20 (6), 2686–2694.
[5] Jardine, A. K. S., Lin, D., and Banjevic, D. (2006), ***A Review on Machinery Diagnostics and Prognostics Implementing Condition-Based Maintenance***, Mech. Syst. Signal Process., 20, pp. 1483–1510
[6] Kaliyan, N., R.V. Morey (2009), ***Factors affecting strength and durability of densified biomass products***, Biomass and Bioenergy, 33, 3, 337–359
[7] Larsson, S.H., Thyrel, M., Geladi, P. & Lestander, T.A. (2008), ***High quality biofuel pellet production from pre-compacted low density raw materials***, Bioresource Technology, 99(15), 7176-7182
[8] Lu, S., Tu, Y. C and Lu, H. (2007), ***Predictive Condition-based Maintenance for Continuously Deteriorating System***, Qual. Reliab. Engng. Int. 23, 71–81
[9] Niu, G., Yang, B.S., Pecht, M. (2010), ***Development of an optimized condition-based maintenance system by data fusion and reliability-centered maintenance***, Reliability Engineering & System Safety, 786–796
[10] Scarf, P. A. (2007), ***A Framework for Condition Monitoring and Condition Based Maintenance***, Quality Technology & Quantitative Management, Vol. 4, No. 2, pp. 301–312
[11] Sikorska, J.Z., Hodkiewicz, M., Mac, L. (2011), ***Prognostic modelling options for remaining useful life estimation by industry***, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 25, 1803–1836
[12] Shankar, T. J. and S. Bandyopadhyay (2007), ***Prediction of Extrudates Properties using Artificial Neural Networks***, *Food and Bioproducts Processing*, 85(1), 29–33
[13] Yam, R. C. M., Tse, P. W., Li L., and Tu, P. (2001), ***Intelligent Predictive Decision Support System for Condition-Based Maintenance***, Int. Journal of Advanced Manufacturing Technology, 17, pp. 383–391

Автор: Николинка Христова, доц. д-р, катедра „Автоматизация на производството”, Химикотехнологичен и металургичен университет - София, E-mail address: *nchrist@uctm.edu*

Постъпила на 19.05.2014 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

АНАЛИЗ НА ДИНАМИКАТА НА КЛЕТЪЧНИЯ РАСТЕЖ НА *Acidithioacillus ferrooxidans* ПРИ АДАПТАЦИЯ КЪМ ВИСОКИ КОНЦЕНТРАЦИИ НА СУБСТРАТ

Елица Петрова, Пламена Златева

Резюме: *Acidithioacillus ferrooxidans е хемолитоавтотрофна бактерия, която се среща като самостоятелни клетки, или в групи по две или повече. Сред групата на Acidithioacillus, Acidithioacillus ferrooxidans се определя като бактерия с високо икономическо значение в областта на пречистването на отпадъчни води и биохидрометалургият. В индустриални условия, големите обеми създават условия за образуване на участъци с повишени концентрации на железни йони, което води до инхибиране на използваните щамове. Възниква необходимост от адаптация на клетките към високи концентрации на субстрат, която да запази тяхната продуктивност. Работата е част от серия проучвани, свързани с бактериалната физиология в периодичен режим на култивиране при високи начални концентрации на субстрат. Целта е да се оценят приликите и разликите в експерименталните криви, получени в процеса на адаптация на бактериите към високи субстратни концентрации, като за целта са изработени три серии от експерименти. Активната биомаса е отчитана по метода на пределните разреждания, с посявки върху твърда хранителна среда и отчитане на прорастналите колонии.Отчетени са някои различия в изследваните параметри в началните и крайните фази на култивирането на биомасата.*
Ключови думи*: Статистически анализ, периодично култивиране, Acidithioacillus ferrooxidans, железни йони*

ANALYSIS ON THE CELL GROWTH DYNAMICS OF *Acidithioacillus ferooxidans* AT ADAPTATION TO HIGH SUBSTRATE CONCENTRATIONS

Elitsa Petrova, Plamena Zlateva

Abstract: *Acidithioacillus ferrooxidans is an autotrophic, acidophilic, mesophile occurring in single or occasionally in pairs or chains, depending on growth conditions. Among the group of Acidithiobacillus, Acidithioacillus ferrooxidans has emerged as an economically significant bacterium in the field of wastewaters treatment and leaching of sulfide ores. This work is a part of studies on the bacterial physiology in batch regimes of cultivation in media with high substrate concentrations. It aims to evaluate with statistical significance similarity, or differences in biomass experimental curves. Three series of experiments were elaborated for studying the influence of high concentrations of ferrous ions. The bacterial growth was studied by samples,*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

taken from the cultural media during the cultivation process, at hours, significant for different stages of periodic cultivation of the strain. The probes were processed using the method of limited dilutions and the cells were grown on solid medium in BIO-CENTER 2001 for 25 days, and developed colonies were counted. The experimental data show some statistically significant differences in the studied parameter measured in different variants of cultural medium at the beginning and last phases of culture growth.

Keywords: statistical analysis, batch regime, *Acidithiobacillus ferrooxidans,* ferrous ions

1. Introduction

Acidithioacillus ferrooxidans is an autotrophic, acidophilic, mesophile occurring in single or occasionally in pairs or chains, depending on growth conditions (see Fig.1). Among the group of Acidithiobacillus, *Acidithioacillus ferrooxidans* has emerged as an economically significant bacterium in the field of leaching of sulfide ores.

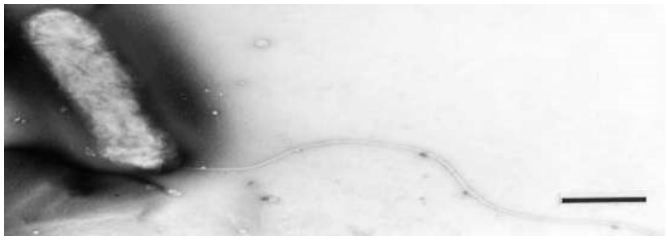


Fig.1. *Acidithioacillus ferrooxidans* [11]

The capability of *Acidithiobacillus ferrooxidans* to oxidize ferrous ions is well known and largely used in the metallurgy and wastewater treatment technologies (see Fig.2). Naturally the bacteria can be isolate from waste waters, or from ore surfaces. As autotrophic organisms, they use CO_2 and N_2 from the air. *Acidithiobacillus ferrooxidans* use Fe^{2+}, Cu^{+} and S^{0} from waste waters, or mineral surfaces for their metabolism [3,4,6].

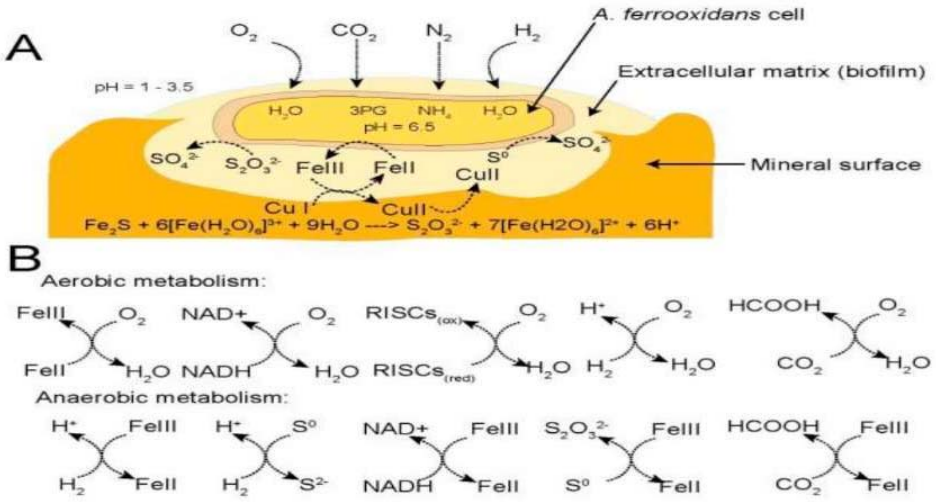


Fig.2. Scheme of bacterial transformations of Fe2+, Cu+ and S0 ions by ***Acidithiobacillus ferrooxidans*** [5]

The bacterium can reduce the amount of iron ions and elemental sulfur, thus participates in the recycling of iron and sulfur compounds in the anaerobic conditions [9, 15]. *Acidithiobacillus ferrooxidans* is considered a major producer of carbon and nitrogen in acid medium. In industrial conditions with large volumes, there are areas with high concentration of ferric ions, which leads to inhibition of the bacterial strains. There arises the need of adaptation of the bacteria to a high concentration of substrate. This would increase their sustainability in industrial environments and increase productivity.

This work is a part of studies on the bacterial physiology in regimes of batch cultivation in media with high substrate concentrations [12, 13]. The recommended from Japan Collection of Microorganisms (*JCM)* initial concentration of the substrate is 9 g/l. As it is known the bacterial batch cultivation passes four phases of growth: 1) lag-phase begins immediately after inoculating the microorganism into the liquid medium. It is characterized by adaptation of the cells to the conditions in which they are planted. Often during this period can be monitored and a dying out of the cells in the process of adaptation. 2) Log-phase begins after a lag-phase, and is characterized by rapid growth of the biomass. It might be conditionally divided exponential phase, after which the cells typically reach their maximum specific growth rate and phase of a slight delay in the rate of cell growth. Some delays could be caused by accumulation of product inhibitors or by cell interactions that lead to competition for the substrate. 3) Stat-phase is the stationary phase of bacterial growth, wherein the amount of viable cells is about equal to the amount of dead cells in the medium. Then the substrate is significantly decreased and the specific growth rates of biomass tend to zero. 4) The phase of the die-away occurs after the depletion of the substrate, when the cells began to lyse.

The purpose of this study is to evaluate the statistical significance of the difference or similarity between the experimental curves of the biomass growth obtained in the process of adaptation of *Acidithiobacillus ferrooxidans JCM 3863* to high initial concentrations of the substrate. The growth curve obtained from the adapted initial concentration substrate - 12 g/L cells is compared with the growth curves described the next step of bacterial adaptation - to 16 g/L The statistically significant differences between the individual parts of the growth curves are determined by the influence of the different high initial concentrations of the substrate on the biomass growth. The similarity between some parts from experimental curves shows that there is no influence of high initial substrate concentrations (16g/L) on studied growth phases

2. Material and methods

Acidithiobacillus ferrooxidans JCM 3863 from the Japan Collection of Microorganisms was used. The cells were grown in modified liquid media [14], K9:

K2HPO4 - 0.50 g/L; (NH4)2SO4 - 3 g/L; KCl - 0.10 g/L; MgSO4.7H2O - 0.50 g/L; Ca(NO3)2 - 0.01 g/L; FeSO4.7H2O -with 12g/L and 16g/L Fe^{2+}

The solid medium modified by [2] consists of $(NH4)_2SO_4$ - 3 g/L; KCl - 0.10 g/L; K2HPO4 - 0.10 g/L; Ca(NO3) - 0.02 g/L; MgSO4.7H2O - 0.50 g/L;

$FeSO_4.7H_2O$ - 50 g/L ^ 9 g/ Fe^{2}+ (Merck, Germany) and Phytagel - 6 g/L (Sigma Chemical Co., Germany).

Three series of experiments were elaborated for studying the influence of high concentrations of ferrous ions(S_0=12 g/L and S_0=16 g/L). The bacterial growth was studied by samples, taken from the cultural media troughout the cultivation process, at hours, significant for different stages of batch cultivation of the strain. The probes were processed using the method of limited dilutions and the cells were grown on solid medium in BIOCENTER 2001 for 25 days, and developed colonies were counted. taken during the cultivation process: significant for different stages of batch cultivation of the strain

An F-test was coined by George W. Snedecor, in honour of Sir Ronald A. Fisher. Fisher initially developed the statistic as the variance ratio in the 1920s [7]:

$$F = \frac{Sd_1^2}{Sd_2^2} \text{ and } Sd_1^2 > Sd_2^2 \quad (1)$$

where Standard deviation (Sd) was calulated according to the formula:

$$Sd = \sqrt{\frac{\sum (\bar{x} - x_i)^2}{n-1}}, \qquad \text{where } \bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n}, \quad (2)$$

$\bar{x}$ is the mean value; x_i is the experimental value; n is the number of experiments.
The elimination of the gross blunders was calculated, using formula:

$$\tau_{calc} = \left| \frac{x^* - \bar{x}}{Sd} \right| \quad (3)$$

The Student′s dispensation trustee interval, is : $\bar{x} - \delta < \mu < \bar{x} + \delta$, where δ is the - margin of error in the estimate, included in defining of the trustee interval, and its values could be calculated as:

$$\delta = t\left(\nu, \frac{\alpha}{2}\right)\frac{Sd}{\sqrt{n}}, \quad (4)$$

where t is the Student's distribution quantile
$t = \frac{\mu - \bar{x}}{Sd}\sqrt{n}$; ν is the degree of freedom $\nu = n-1$; α is the significance level.
The null hypothesis typically corresponds to a general or default position. The *t* statistic to test whether the means are different can be calculated as follows:

The equations above are generalizations of the case where both samples have equal sizes (substitute *n* for n_1 and n_2) [1]. The variable $S_{X_1X_2}$ is an estimator of the common standard deviation of the two samples: it is defined in this way so that its square is an unbiased estimator of the common variance whether or not the population means are the same. In these equations, *n* = number of data, 1 = group one, 2 = group two. *n* - 1 is the number of degrees of freedom for either group, and the total sample size minus two (that is *n*1 + *n*2 - 2) is the total number of degrees of freedom, which is used in significance testing.

In this case the null hypothesis means that there are no differences between studied bacterial groups in corresponding stages of batch in the different adaptation steps.

3. Results and discussion

In Fig.3 is shown curve of the bacterial growth at S_0 = 12 g/L. With *N* indicated quantity of viable cells per milliliter of culture fluid volume.

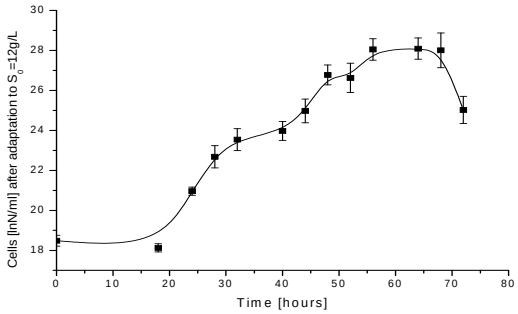


Fig.3. Bacterial growth of *Acidithiobacillus ferrooxidans* adapted to S_0 = 12 g/L

The lag phase ends after 20-th hour of batch. From the growth curve of adapted to S_0=12g/L bacteria is evident that logarithmic phase begins after 20-th hour and ends after 53-th hour from batch. Stat-phase proceeds over than 10 hours and ends before 72-th hour from cultivation.

In Fig.4 are shown the curves of bacterial growth at S_0=16 g/L - before and after adaptation. The lag phase in both groups - before and after adaptation to at S_0 = 16g/L ends in 20th hour of batch. The logarithmic phase proceeds between 20th and 53th hours in both groups, but stat-phase in cells before adaptation to S_0=16 g/L is between 53th and 64th hours, compare with stat-phase of adapted cells, where it ends before 72th hour of cultivation.

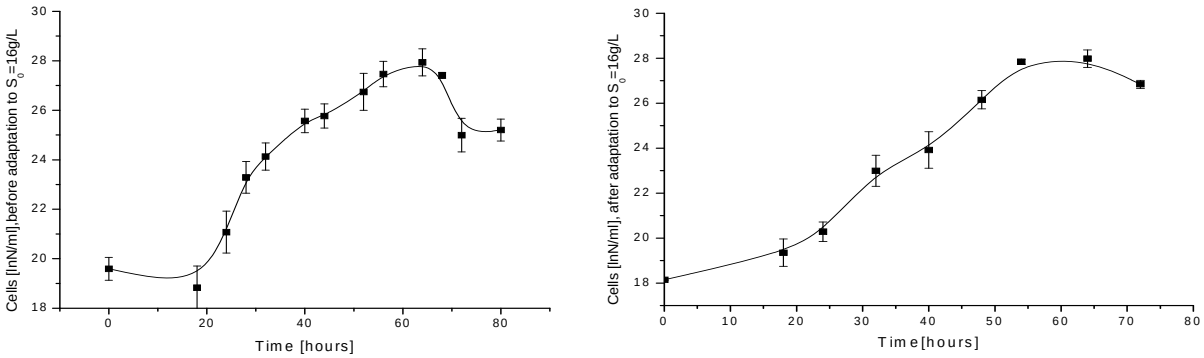


Fig.4. Bacterial growth of *Acidithiobacillus ferrooxidans* before and after adaptation to S_0=16g/L

The Table 1A, B compares the dynamics of cells growth in different S_0 conditions in the process of adaptation of *Acidithiobacillus ferrooxidans* to high initial concentrations of ferrous ions. It is evident from Student's test that calculated t-criterion in 80-th hour exceeds the critical value of t-criterion, shown in [1]. That means that there are differences between cells growth of adapted, and the unabated to S_0=16 g/L in last phase of batch. Differences between adapted at S_0=12 g/L and S_0=16 g/L before and after adaptation bacterial cells in the beginning of cultivation process and were observed according Fisher's criterion.

Fisher's criterion shows differences between adapted and the unabated to S_0=16 g/L bacteria in the stat - phase at 53-th hour.

The present study provides information on the growth of the biomass, loaded with different high initial substrate concentrations (S_0=12 g/L and S_0=16 g/L).
Summarizing, it can be underlined that:

Table 1[A B]:

Statistical analysis on dynamics of bacterial growth at S_0=12 g/L and S_0=16 g/L before and after adaptation Sd - standard deviation, 5 is the error, included in defining of the confident interval; F - Fisher's criterion, and t - Student's criterion.

A	**pH 1.8, Ca^2+ = 0 mg/L**					
T [h]	**Cells at So=12 g/L**		**Cells at S_0 =16 g/L - before adaptation**		**Cells at S0 =16 g/L after adaptation**	
	δ 1	**Sd1**	**δ 2**	**Sd2**	**δ 3**	**Sd3**
0	0,273	0,547	0,463	0,925	0,036	0,063
18			0,873	1,511	0,606	1,05
24	0,208	0,436	0,852	1,476	0,439	0,76
28	0,554	0,959	0,641	1,111		
32	0,548	0,950	0,549	0,951	0,693	1,2
40	0,474	0,822	0,477	0,826	0,809	0,809
44	0,589	1,021	0,280	0,486		
48	0,496	0,991			0,408	0,816
52	0,735	1,273	0,749	1,45		
56	0,535	1,064	0,512	0,887		
64	0,532	0,927	0,547	0,948	0,388	0,672
68	0,867	1,502	0,124	0,215		
72	0,682	1,181	0,68	1,36		
80			0,446	0,773	0,177	0,354

B	**pH 1.8, Ca^{2+} = 0 mg/L**											
T [h]	**F F_{crit} = 19.00; F_{calc}**						**t-test t(ν, α/2) = 2.776; ν = 4 t_{calc}**					
	Sd_1^2	**Sd_2^2**	**Sd_3^2**	**Sd^2_1/Sd_2^2**	**Sd^2_1/Sd_3^2**	**Sd^2_2/Sd_3^2**	**$S_{x1.2}$**	**$S_{x1.3}$**	**$S_{x2.3}$**	**$t_{calc1.2}$**	**$t_{calc1.3}$**	**$t_{calc2.3}$**
0	0,299	0,856	0,004	0,349	74,75	214	0,620			1,796		
18		2,283	1,102			2,072			1,062			
24	0,190	2,179	0,578	0,087	0,329	3,769	0,888	0,506	0,959	0,129	1,341	0,827
28	0,92	1,234		0,745			0,847			0,715		
32	0,902	0,904	1,44	0,998	0,626	0,628	0,789	0.884	0,884	0,747	0,619	1,285
40	0,676	0,682	0,654	0,991	1,034	1,042	0,672	0,666	0,667	2,372	0,084	2,474
44	1,042	0,236		4,415			0,653			1,213		
48	0,982		0,665		1,476			0,677			0,919	
52	1,620	2,102		0,771			1,114			0,105		
56	1,132	0,787		1,438			0,800			0,730		
64	0,859	0,899		0,955								
68	2,256	0,046		49,04								
72	1,395	1,849		0,754			1,040			0,026		
80		0,598	0,125			4,784			0,491			3,332

The experimental data show some significant differences in studied parameters, measured in different modifications of cultural media in the beginning and last phases of bacterial growth.
There is statistically significant influence of the high substrate concentrations and on cells growth at the initial, at the stat- and death phase of batch.

There are no statistically significant differences between studied bacterial groups in most important for of batch. The similarity between parts from experimental curves of log phase shows that there is no influence of high initial substrate concentrations on stability of biomass growth at that most important phase during adaptation to S_0 = 16 g/L.

REFERENCE

[1] Mamatarkova V., (2002) **Dynamic of bacterial oxidation at high concentrations of ferrous ions**, Thesis for PhD, Sofia University "St. Kliment Ohridski", Sofia (in Bulgarian).

[2] Vuchkov I. N., Stoyanov S. K., (1986), **Mathematical modeling and optimization of technology objects**, Technica, Sofia, (in Bulgarian).

[3] Appia-Ayme C, Guiliani N, Ratouchniak J, Bonnefoy V: **Characterization of an operon encoding two c-type cytochromes, an aa(3)-type cytochrome oxidase, and rusticyanin in** *Thiobacillus ferrooxidans* **ATCC 33020.** *Appl Environ Microbiol* 1999, **65**(11)**:**4781-4787. *Appl Environ Microbiol* 1991, **57**(7)**:**2057-2062

[4] Castelle C, Guiral M, Malarte G, Ledgham F, Leroy G, Brugna M, Giudici-Orticoni MT: **A new Fe-oxidizing/O_2-reducing supercomplex spanning both inner and outer membranes, isolated from the extreme acidophile** *Acidithiobacillus ferrooxidans***.** *J Biol Chem*, in press.

[5] Davis RA Jr, Welty AT, Borrego J, Morales JA, Pendon JG, Ryan JG: Rio Tinto estuary (Spain): **5000 years of pollution.** *Environmental Geology* 2000, **39**(10)**:**1107-1116

[6] Fukumori F, Yano T, Sato A, Yamanaka T: **Fe(II)-oxidizing enzyme purified from** *Thiobacillus ferrooxidans***.** *FEMS Microbiology Letters* 1988,

[7] Lomax, Richard G. (2007) **Statistical Concepts**: A Second Course, p. 10, ISBN 0-8058-5850-4

[8] Ng KY, Sawada R, Inoue S, Kamimura K, Sugio T: **Purification and some properties of sulfur reductase from the iron-oxidizing bacterium** *Thiobacillus ferrooxidans* NASF-1. *J Biosci Bioeng* 2000**,** 90(2)**:**199-203

[9] Ohmura N., K Tsugita, J I Koizumi, H Saika **Sulfur-binding protein of flagella of Thiobacillus ferrooxidans**. *J. Bacteriol.* October 1996 vol. 178 no. 19 5776-5780

[10] Petrova Elitsa, Plamena Zlateva **Study on the dynamics of the specific cells growth of Acidithiobacillus ferrooxidans at adaptation to high substrate concentrations**, Jubilee National Scientific Conference with International Participation „Traditions, Direction, Challenges" 19-21.10.2012, Plovdiv University "Paisii Hilendarski," (2014). 2, 85-92

[11] Petrova Elitsa, Plamena Zlateva, **Investigation of the initial phases of adaptation of *Acidithiobacillus ferrooxidans* to high substrate concentrations biooxidation dynamics of Fe^{2+}** Series on Biomechanics (in print)

[12] Silverman M.P., Ludgren D.G. **Studies on the chemoautotrophic iron bacterium Ferrobacillus ferrooxidans. I. An improved medium and harvesting procedure for sequring high cell yields** J. Bacteriol., 1959, 77, 642-647

[13] Sugio T, Domatsu C, Munakata O, Tano T, Imai K: **Role of a Ferric Ion-Reducing System in Sulfur Oxidation of** *Thiobacillus ferrooxidans***.** *Appl Environ Microbiol* 1985**,** 49(6)**:**1401-1406

Автори: Елица Петрова, гл. ас., ИМех-БАН, E-mail address: *ely@imbm.bas.bg*; Пламена Златева, доц. д-р, ИСИР-БАН, E-mail address: *ellie_petrova@hotmail.com*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Стоян Неделчев Стоянов

ОБУЧЕНИЕ ПО „МЕТРОЛОГИЯ И ИЗМЕРВАТЕЛНА ТЕХНИКА“ В СЪОТВЕТСТВИЕ С ИЗИСКВАНИЯТА НА БИЗНЕСА

Николай Гуров, Веселка Иванчева, Пламен Цветков, Георги Милушев, Георги Дюкенджиев, Христо Радев

Резюме: *Статията представя направените проучвания от авторите с цел определяне на изискванията на бизнеса относно обучението по метрология и измервателна техника. Проучванията са направени по дейност 3 на проект BG051PO001-3.1.07-0018 “Сътрудничество с индустрията за подобряване обучението в Технически университет - София по измервателна техника и управление на качеството (ИТУК)” и ще се използват при създаването на бакалавърска и актуализиране на магистърска специалност по „Метрология и измервателна техника” към Машиностроителния факултет на Технически университет - София.*

Ключови думи: *метрология, измервателна техника, обучение, технически науки, бизнес, индустрия.*

EDUCATION ON METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNIQUE IN ACCORDANCE WITH THE REQUIREMENTS OF THE INDUSTRY

Nikolay Gourov, Veselka Ivancheva, Plamen Tzvetkov, Georgi Milushev, Georgi Dukendjiev, Hristo Radev

Abstract: *The paper presents the study carried out by the authors to identify the requirements of the industry for the education on Metrology and Measurement Technique. It was made within Activity 3 of the Project BG051PO001-3.1.07-0018 “Cooperation with Industry to Improve Education at the Technical University - Sofia in Measurement Technique and Quality Management (ITUK)” and used for preparation of new Bachelor degree programme and update of the Master degree programme on “Metrology and Measurement Technique” at the Mechanical Engineering Faculty of the Technical University - Sofia.*

Keywords: *metrology, instrumentation and measurement, education, technical sciences, business, industry.*

1. Въведение

Измерването, като основен познавателен процес и Метрологията, като научна основа на процеса измерване заемат ключови позиции в областта на науката, научните изследвания, производството, изпитването, сертификацията и стандартизацията. В модерните индустрии разходите за измервания достигат до 10-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

15% от производствените разходи. В съвременна Европа делът на разходите в тази област е с размер равен на 6% от общия брутен национален продукт [1].
Увеличаването на точността на измерванията, по-сложните методи и средства, продължителните и задълбочени изследванията, както и значителна част от новоприетите нормативни документи на Европейския Съюз (ЕС), поставят високи изисквания по отношение на квалификацията и уменията на лицата, работещи в тази област. Анализът на нуждите показва, че потенциалът на традиционните подходи към професионалното обучение по метрология и измервателна техника е достигнал своя максимум и те не могат да задоволят напълно настоящите и бъдещите изисквания.
Подготовката на висококвалифицирани специалисти в областта на метрологията и измервателната техника, изисква да им се осигурят солидна фундаментална и интердисциплинарна подготовка, целенасочени знания и практически умения в областта на теоретичните и законодателни основи на метрологията, компетенции по методи и средства за измерване, позволяващи бързо да се адаптират към повишената динамика в развитието на съвременната икономика.
Университетите трябва да се променят, за да могат по-добре да отговорят на икономическите и обществените потребности на деня. Тези промени изискват нов поглед към разработването на образователни програми, методи и среда за обучение, както и по-интензивно ползване на възможностите на сътрудничеството университет - бизнес [2].
Стратегията на ЕС за модернизиране на висшето образование [3] изтъква, че то трябва да даде своя принос в икономиката чрез създаване на ефективни връзки между образованието, научните изследвания и бизнеса.

2. Изисквания към обучението по „Метрология и измервателна техника“

За нуждите от умения на бъдещите инженери някои страни са създали национални изисквания [4]. Прието е, че инженерите имат нужда не само от основни теоретични знания в професията си (знание - какво), но и от способност да ги прилагат на практика (знание - как). Същевременно, съвременните специалисти практикуват професиите си в глобална среда, което изисква способност за работа в екип, приспособимост към промени, добро разбиране на съвременните тенденции в икономиката и обществото, спазване на правните, социалните и екологични изисквания и разпоредби. Напредъкът в кариерата изисква по-висока иновативна култура, умения за решаване на проблеми и способност за прогнозиране, формиране на мениджърски, бизнес и предприемачески умения [2].
С навлизането в 21-ви век метрологията придоби безпрецедентно стратегическо значение, както за икономиката, така и за обществото като цяло. Адекватни познания в областта на метрологията и измерванията са необходими повече от всякога за промишлените техници, инженери и мениджъри в почти всички инженерни области.
В съвременния свят няма по-голям натиск върху индустриалните компании от този да станат ISO сертифицирани. Стандартите от серия ISO 9000 продължават

да се променят и увеличават изискванията на международно приетата система за управление на качеството (СУК), която е в основата на световната търговия. Част от тези стандарти са и елементи на основните умения в областта на метрологията, които работодателите могат да очакват от притежаващите образователна степен, базирана на технологии. Според ISO 9001 СУК изисква използването на компетентни лица, както е определено в раздел 6.2, и установяване на ефективна система за контрол, инспекция и измервателно оборудване, обхванати в раздел 7.6. В рамките на съвременния силно конкурентен пазар индустриалните компании включват метрологията и измервателната техника в своите технологични решения и иновационни политики. Това води до увеличаване на търсенето на обучение в областта на метрологията и измервателната техника [5]. В зависимост от свързаността с метрологията и измервателната техника, се различават четири основни групи специалисти по метрология и измервателна техника със специфични изисквания за техните познания и умения [6]:

- Метролози или отговорници по качеството, които активно планират или изпълняват задачи на измерване на входящи, произведени, изходящи или регенерирани продукти;
- Лица за контакти, обслужващи входящи или изходящи логистични задачи или услуги, които не изпълняват активно измервания, но трябва да бъдат в състояние да интерпретират резултатите от измерването и да идентифицират възможните причини за различните резултати пред клиентите и доставчиците;
- Инженери –конструктори и технолози, които трябва да познават изисквания-та за контрол на продуктите, тяхното въздействие върху крайния продукт в процеса на проектиране, както и възможностите за използването им;
- Други служители, заети например в продажбите, инфраструктурата или управление на човешките ресурси, които не се нуждаят от специфична метрологични знания или умения, но трябва да имат обща идея и оценка на въздействието, което метрологичните дейности на предишните групи имат за успеха на компанията.

Завършилите метрология, които ще работят в производството и в много други сектори на услугите, трябва да притежават следните знания и умения:

- Разбиране на основните принципи и практики за измерване;
- Разбиране на определенията за проследимост, възможност, надеждност, неопределеност , повторяемост и възпроизводимост;
- Познаване на значението на калибрирането, стандартите и възможностите за проследяване;
- Способност да се четат и прилагат стандартите за измерване (национални и международни),
- Работа с оборудване за мониторинг на лаборатории за калибриране и докладване на резултатите от дейността;
- Планиране и проследяване на рутинни дейности на лабораториите за калибриране;

- Калибриране на сензори, инструменти, датчици и други инструменти, така че те да измерват точно и да подпомагат производството на стоки, които са с възможно най-подходящия размер и форма според спецификациите;
- Инспектиране и/или калибриране на промишлени стоки за да се гарантира, че те са произведени правилно;
- Отстраняване на неизправности на инструменти и продукти;
- Способност за ефективна комуникация с помощта на езика на измерванията;
- Писане на доклади, констатации, документиране на процедури, както и организиране на лабораторна логистика.

Метролозите трябва да са готови и обучени да работят в различни области на промишлеността, като например: Нефтената и газовата промишленост; Преработващата промишленост; Електротехниката, Енергетиката; Телекомуникациите; Производството на храни; Фармацевтичната индустрия; Отбраната (космическите изследвания, морски, военни); Националните и регионални организации за стандартизация; Транспорт и опазване на околната среда.

3. Тенденции в сътрудничеството индустрия - ВУЗ

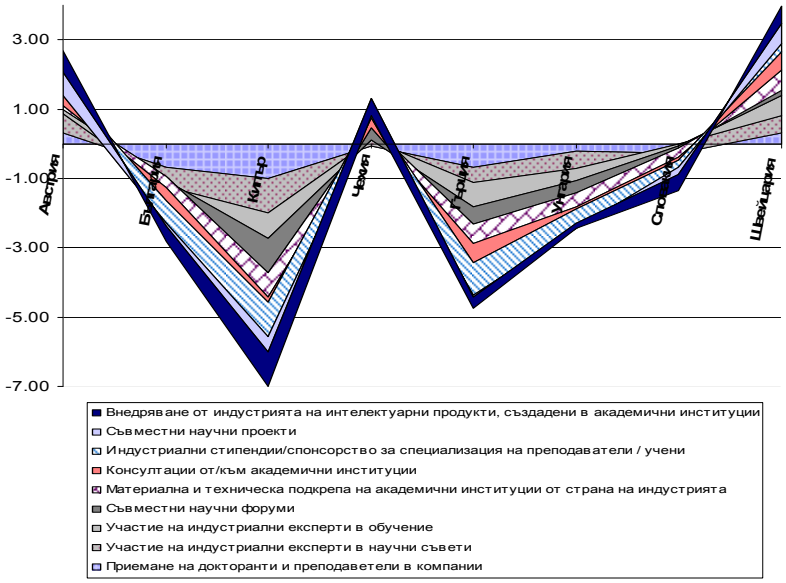
В документите на ЕС [7] е залегнало, че „*необходимостта от обмен на знания между научните организации и индустрията става все по-явна през последните години*“ и че „*е необходимо да се предлага предприемаческо образование, което да подготвя специалистите как да управляват интелектуалната собственост, как да сътрудничат с индустрията, как да започват и управляват фирми*“. В тази връзка от страна на ЕС е разработен документ „*Доброволни препоръки към университетите и другите научни институции да подобрят връзките си с индустрията в Европа*“ [8]. Основната му цел е да запознае европейските университети, научните организации и други обществено-финансирани институции с добрите практики, касаещи управлението и трансфера на знания и интелектуална собственост. Счита се, че сътрудничеството академия - индустрия в рамките на съвместно финансирани проекти може да допринесе за реализиране на очакваните ползи от инвестициите в наука и за засилване на ролята на академичните среди за повишаване на икономическия растеж и благосъстоянието в Европа. Наскоро стартиралата програма Хоризонт 2020 създава бизнес възможности и осигурява финансиране от генерирането на идеята до приложението й на пазара. Сред успешните примери в ЕС за сътрудничество академия - индустрия могат да бъдат посочени Форума за диалог между университетите и бизнеса (University-Business Forum), Алиансите на знанието (Knowledge Alliances), Общностите на знания и иновации (Knowledge and Innovation Communities), Европейските технологични платформи (European Technology Platforms) и др. Създаването на подходящи посредници, например иновационни центрове, офиси за технологичен трансфер, научни паркове, бизнес инкубатори и др., е друг пример за стимулиране на междусекторното сътрудничество в областта на науката и иновациите.

ЕС поставя специален акцент на сътрудничеството на висшите учебни заведения с индустрията. Повишаването на трансфера между университетите и индустриалните среди е основна цел на ЕС във връзка с иновациите, като всяка от страните – членки предприема съответни мерки.
Закриването на индустриалните научни институти в началото на икономическия преход в България слага край на координираната от държавата връзка между науката и индустрията. Както научните организации, така и индустрията, търсят партньори главно извън България, а голяма част от научните изследвания, които се провеждат в страната, почти нямат връзка с националната икономика. Сравнително малък брой висши училища и научно организации имат договори с български фирми за научни разработки или за предоставяне на научна експертиза, но те не са съществена част от тяхната дейност и представляват нисък процент като привлечени средства в техните бюджети [9].
Подобно на много държави от ЕС, България е изправена пред липсата на ефективно и стабилно сътрудничество академия - индустрия. Липсата на университетски структури, които да улесняват трансфера на знания и технологии в повечето български университети трябва да се преодолее, за да се насърчават иновациите и сътрудничеството с индустрията.
Проучването по проекта I-SEEMob обръща специално внимание на отношенията академия - индустрия [10]. Повече от половината от анкетираните считат, че за партньорство между индустрията и академията са подходящи:

- осигуряване на стажове в индустрията и субсидии за завършилите студенти;
- участие на представители на индустрията и други неправителствени организации в управлението на университетите;
- сътрудничество в научни програми и проекти;
- индустриално реализиране на интелектуалните продукти и услугите, създадени от научните институции.

Дава се приоритет на сътрудничеството в научни проекти. За съжаление, повечето от участниците в проучването (75%) считат, че в България няма благо-приятни условия за трансфера на знания от науката към индустрията и за приложение на практика на споменатите по-горе средства за успешното партньорство между двата сектора [10].
На фиг.1 е показано изследване в ЕС на интензивност на различните типове сътрудничество между индустрията и университетите. Очевидна е необходимостта от предприемане на мерки за насърчаване сътрудничеството индустрия - академия в Европа и държавните органи трябва да разработят ефективни механизми за финансиране на този процес.
Засилването на сътрудничеството индустрия - академия по отношение на научното обучение, кариерата на учените, както и съвместното ползване на знания и услуги (особено по отношение на защита на правата на интелектуална собственост), изисква специални мерки и насърчаване на национално ниво. В това основна роля имат политиците – за интегриране на специални мерки в Националните планове за развитие и в Оперативните програми на Структурните фондове.

Университетите и партньорите от индустрията обаче също трябва да положат повече усилия за обучение на младите хора.



Фиг.1. Интензивност на различни типове сътрудничество индустрия – академия [11]

Много български университети са създали устойчиво сътрудничество с индустрията в съответната сфера и се съобразяват с потребностите на пазара на труда по отношение на знанията и уменията на студентите. Пример в това отношение е катедра „Електрически измервания" (ЕИ) към Факултет Автоматика на Технически университет – София [12]:

- Научната дейност на катедрата следва индустриалните нужди и има над 50 съвместни проекта с индустрията и външните партньори;
- Катедрата има силни връзки с редица компании (например - ядрената централа Козлодуй, Националната електрическа компания, Унитех и др.) на базата на научни договори и консултации, съвместни студентски практики и инициативи;
- Катедрата е призната като водещ център в областта на електрическите измервания в България от държавните организации в областта – Българския институт по метрология (БИМ), Държавната агенция за метрологичен и технически надзор (ДАМТН).

Връзките на катедра ЕИ с индустрията са базирани на запазени традиции, свързани със задължителен студентски стаж. Основната цел на стажа е да запознае студентите с реалното производство, организацията на предприятието, маркетинга, човешките ресурси, политиката и др. Методологията на обучение предвижда посещения до производствените мощности, обяснения от придружаващите преподаватели и персонала на предприятието. Специализацията на индустриалните партньори е в сферата на инструменталното производство, постояннотокови двигатели, автоматични линии и машини за пакетиране, бутилиране, етикетиране, поточни линии, машини за рециклиране на индустриални стоки и др. Добрите връзки с БИМ, голям работодател за студентите по ЕИ, също нами-

рат отражение в студентските практики и по-специално - посещения в лаборатории за измерване на време, честоти, акустика, вибрации, оптика, електричество, температура, налягане, електрохимия и др.
В Технически Университет - София има още една катедра, която обучава бъдещите инженери от всички машинни специалности по метрология, измервателна техника и управление на качеството - „Прецизна техника и уредостроене“ (ПТУ) от Машиностроитерния факултет. Общият предмет на дейност логично води до тясно сътрудничество с катедра ЕИ, в резултат на което се създадоха бакалвърската и магистърската специалност „Метрология и измервателна техника“, реализират се общи научноизследователски проекти и научни форуми.

4. Резултати и обсъждане

В резултат на направените проучвания от авторите са определени изискванията на бизнеса относно обучението по метрология и измервателна техника.
Екипът набеляза списък от мерки за ангажиране на бизнеса в обучението, а именно:

- Поддържане на активна непрекъсната обратна връзка с водещи представители на бизнеса и своевременно отчитане на динамиката на неговите потребности от висококвалифицирани кадри в областта на Метрологията и измервателната техника;
- Осигуряване на устойчиво дългосрочно сътрудничество за партньорство с бизнеса чрез подписване на двустранни споразумения за партньорство;
- Подкрепа от страна на бизнеса при изграждането и обновяването на материалната база на лабораториите;
- Участие на бизнеса в осигуряването на индустриалната практика на студентите: посещения в рамките на учебния план в бизнес организации с цел запознаване с организацията на производството и технологичните процеси, визити в специализирани лаборатории и производствени звена, реализиране на студентски стажове;
- Привличане на водещи специалисти от бизнеса за участие в учебния процес като гост - лектори, консултанти, ръководители на проекти, на дипломни работи и др.;
- Презентация от страна на представители на бизнеса на съвременна техника и средства за измерване;
- Провеждане на съвместна научноизследователска дейност с участието на студенти, преподаватели и представители на бизнеса.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност за финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз по проект BG051PO001-3.1.07-0018 “Сътрудничество с индустрията за подобряване обучението в Технически университет - София по измервателна техника и управление на качеството (ИТУК)”, в рамките на който са направени представените проучвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Halaj M., P. Gabko, E. Kurekova, R. Palenčár, Project for the Modern Educational Tool in Measurement and Metrology, Measurement Science Review, Volume 3, Section 1, 2003

[2] Gourova, E., Y. Todorova, N. Gourov, Skills for future engineers: challenges for universities in Bulgaria, WSEAS TRANSACTIONS on BUSINESS and ECONOMICS, Issue 7, Vol. 6, July 2009, pp. 385-399, ISSN: 1109-9526

[3] European Commission, Supporting growth and jobs – an agenda for the modernisation of Europe's higher education systems, COM(2011) 567 final, Brussels, 20.9.2011

[4] Zaharim, A., Y. MD Yusoff, M. Z. Omar, A.Mohamed, N.Muhamad, Engineering Employability Sills Required by Employers in Asia, Proc. of 13th WSEAS Conference on Engineering Education, 22-24 July 2009, Rhodes, Greece.

[5] Aichouni M., M. Belebna, Metrology Training at the Technical Education and Vocational Training Level, Paper Presented at the 3rd Saudi Technical Conference and Exibition, Riyadh, Kingdom of Saudi Arabia, 11-15 Dcember 2004

[6] Weckenmann, A., T. Werner, Holistic Qualification In Manufacturing Metrology By Enhancing Knowledge Exchange Among Different User Groups, Metrol. Meas. Syst., Vol. XVII (2010), No.1.

[7] European Commission, Communication on "Improving knowledge transfer between research institutions and industry across Europe: embracing open innovation", COM(2007) 182 final, Brussels, 4.4.2007

[8] European Commission, Commission Recommendation of 11 March 2005 on the European Charter for Researchers and on a Code of Conduct for the Recruitment of Researchers C&C, ISBN 92-894-9311-9, EUR 21620

[9] МИЕ, Иновационна стратегия за интелигентна специализация, 31.10.2013, *http://www.mi.government.bg/files/useruploads/files/ris3_28_05_2013.pdf*

[10] Anguelieva, K., D. Kabakchieva, E.Gourova, Barriers for industry-academia collaboration in Bulgaria, 4th ICEIRD 2011, 5 - 7 May 2011, Ohrid, Macedonia

[11] Гурова, Е., К. Ангелиева, Предизвикателства пред сътрудничеството индустрия-академия в Европа, Наука, 2010, бр. 4, стр. 24-31.

[12] Ionkov, N., Gourov, N., Zografova, L**.,** Strategic framework for engineering education and research at DEM, Proc. Challenges in Higher Education and Research in the 21-st Century, Sozopol, 2013

Автори: Николай Гуров, гл. ас., катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nrg@tu-sofia.bg*; Веселка Иванчева, доц. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", ФА, ТУ- София, E-mail address: *vivancheva@tu-sofia.bg*; Пламен Цветков, проф. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *tzvetkov@tu-sofia.bg*; Георги Милушев, доц. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *gm@tu-sofia.bg*; Георги Дюкенджиев, доц. д-р, катедра "Прецизна техника и уредостроене", Машиностроителен Факултет, Технически Университет- София, E-mail address: *duken@tu-sofia.bg*; Христо Радев, проф.дтн, катедра "Прецизна техника и уредостроене", Машиностроителен Факултет, Технически Университет- София, E-mail address: *hradev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Николай Симеонов Стоянов

ЕЛЕКТРОННО ОБУЧЕНИЕ ПО ДИСЦИПЛИНАТА „ИЗМЕРВАНЕ НА НЕЕЛЕКТРИЧНИ ВЕЛИЧИНИ”

Веселка Иванчева, Николай Гуров, Силвия Качулкова, Божидар Джуджев

Резюме: *В статия се разглеждат създадените от авторите, в средата на Moodle, електронни форми за дистанционно обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини“ за студенти III курс, бакалавърска степен, специалност „Автоматика, информационна и управляваща техника”, предлагана от Факултет Автоматика на Технически университет - София . Описани са разработените ресурси за електронно дистанционно обучение, проведеното пилотно обучение и получените резултати. В процеса на обучението са използвани дидактически методи като презентация, демонстрация, тестване и самостоятелна работа.*
Ключови думи*: дистанционно обучение, електронно обучение, модули, демонстратори, тест, URL връзки.*

E-LEARNING ON "MEASUREMENT OF NONELECTRICAL QUANTITIES"

Veselka Ivancheva, Nikolay Gourov, Silviya Kachulkova, Bozhidar Dzhudzhev

Abstract: *The paper discusses electronic forms for distance learning on "Measurement of Nonelectrical Quantities" developed by the authors, in the environment of Moodle. The forms are prepared for III year students, studying in Bachelor degree programme of speciality "Automatics, Information and Control Technics" oferred by Faculty of Automatics of the Technical University - Sofia. The resources developed for electronic distance learning, pilot training carried out and results obtained are described. During the process of distance learning didactic methods such as presentation, demonstration, testing and individual work are used.*

Keywords: *distance learning, e-learning, modules, demonstrators, test, URL links*

1. Въведение

Дистанционното електронно обучение е подход, които се използва все повече в обучението и се свързва с прилагането на нови мултимедийни технологии и Интернет. С него се подобрява качеството на учене и се улеснява достъпът до курсовете за обучение в учебните заведения. Дистанционното електронно обучение предполага взаимодействие между учащите се и между тях и преподавателя от разстояние. То се осъществява в електронна учебна среда като се използват електронно базирани ресурси и учебни материали. Този вид обучение дава нови възможности за повишаване на качеството чрез обогатяване на методите на

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

преподаване, предоставяне на възможност за многократно запознаване с материала, осигуряване на достъп на студенти с физически увреждания, увеличаване на броя на работещите, желаещи да се обучават, като им се осигури достъп в различно време и от различно местонахождение. Електронното дистанционно обучение има и своите отрицателни страни, а именно: проблем при контрола на измами при изпитите, липса на пряк контакт обучаващ - обучаем.

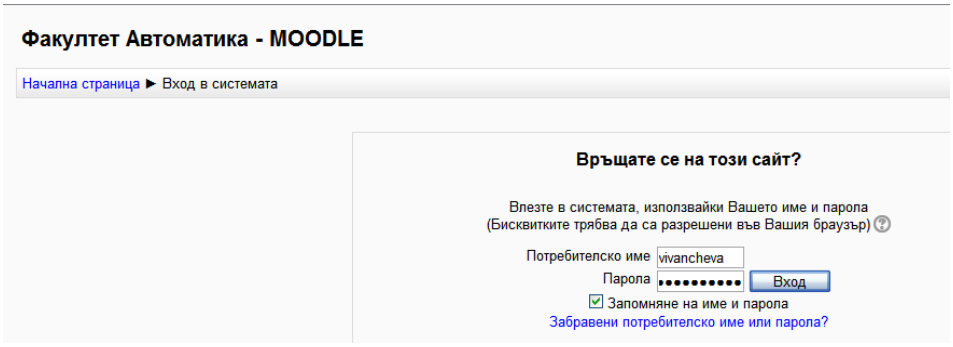
Има различни налични технологии за разработване и изпълнение на курсове за дистанционно електронно обучение. За нуждите на електронното обучение могат да се използват различни среди - Moodle, Arcade, Teletop и др.

Електронното дистанционно обучение в Технически университет - София се осъществява чрез една от най-перспективните, модерни и широко използвани платформи за такова обучение - MOODLE. Тя се използва широко в университетите от цял свят. Има отворен програмен код, широка поддръжка, дава възможност за доразвиване и е безплатна. Сред основните предимства освен това е и че е свободна за използване, разпространение и развитие. Moodle дава възможност за едновременно създаване на различни курсове с много опции и служи като база данни от материали за преподаване, връзки между преподаватели и студенти, възможност за оценяване и др. Лесна е за използване и от преподаватели и от студенти. Интерфейсът и е преведен на български език и в България има опит в използването й. Тази система включва следните основни елементи и функции: средства за създаване и управление на курсове, средства за оценяване, форуми, обмен на съобщения, собствена електронна поща и др.

2. Структура на електронните форми за дистанционно обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини”

Дисциплината „Измерване на неелектрически величини” е задължителен фундаментален учебен курс от бакалавърската програма на специалност “Автоматика, информационна и управляваща техника” към Факултет Автоматика на Технически университет - София. Учебният курс запознава студентите с методите и техническите средства за измервателно преобразуване и измерване на най - важните неелектрични величини, свързани с човешката дейност като линейно и ъглово преместване, маса, налягане, сила, температура, разход, концентрация на разтвори, светлинни величини и др. При тези измервания се използват първични преобразуватели на входната неелектрическа величина в електрическа (електросъпротивителни, индуктивни, индукционни, капацитивни, ултразвукови, оптични, галванични, термоелектрически, терморезисторни, пиезоелектрически и др.). Получената електрическа величина след това се преобразува, обработва и измерва чрез електрически измервателни средства.

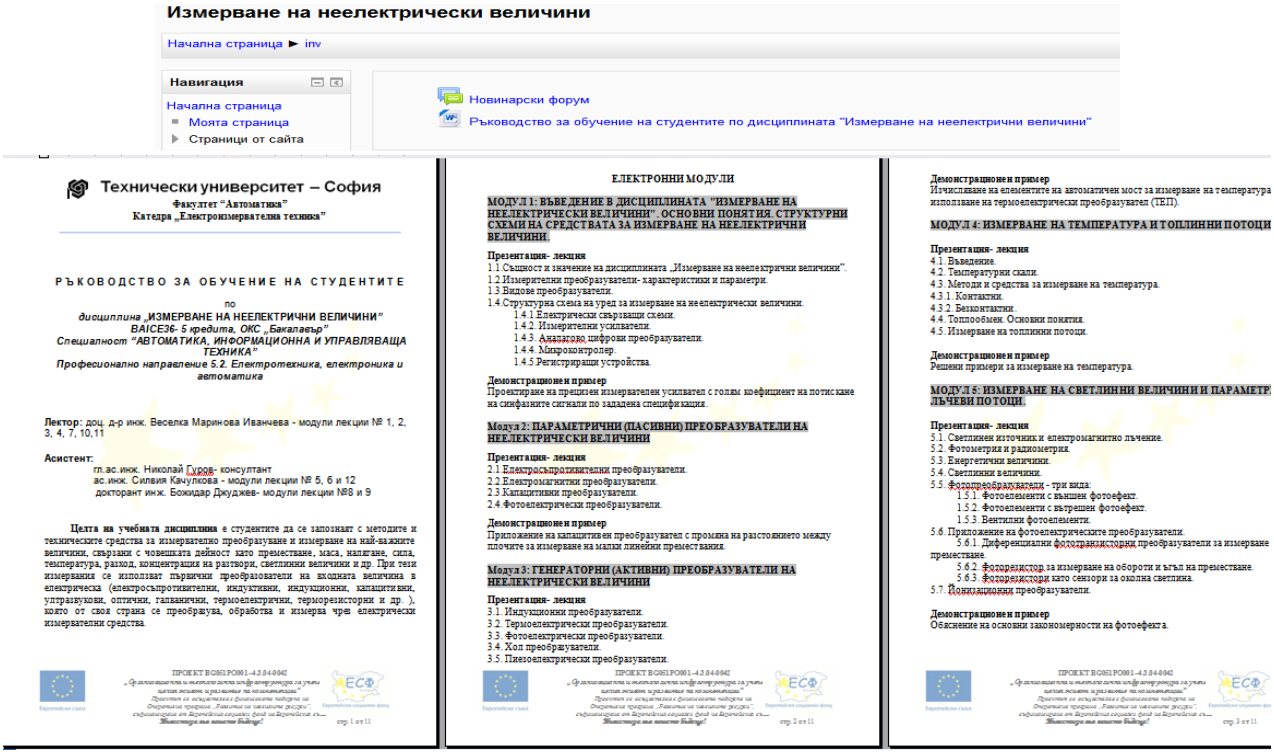
Дистанционният курс за електронно обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини” е създаден за нуждите на Факултет Автоматика чрез използване на платформата Moodle. Благодарение на модерната система за електронно дистанционно обучение студентите могат по всяко време и от всяко място да имат достъп до материалите. Обучението може да бъде синхронно или асинхронно.



Фиг.1. Регистрация в Moodle

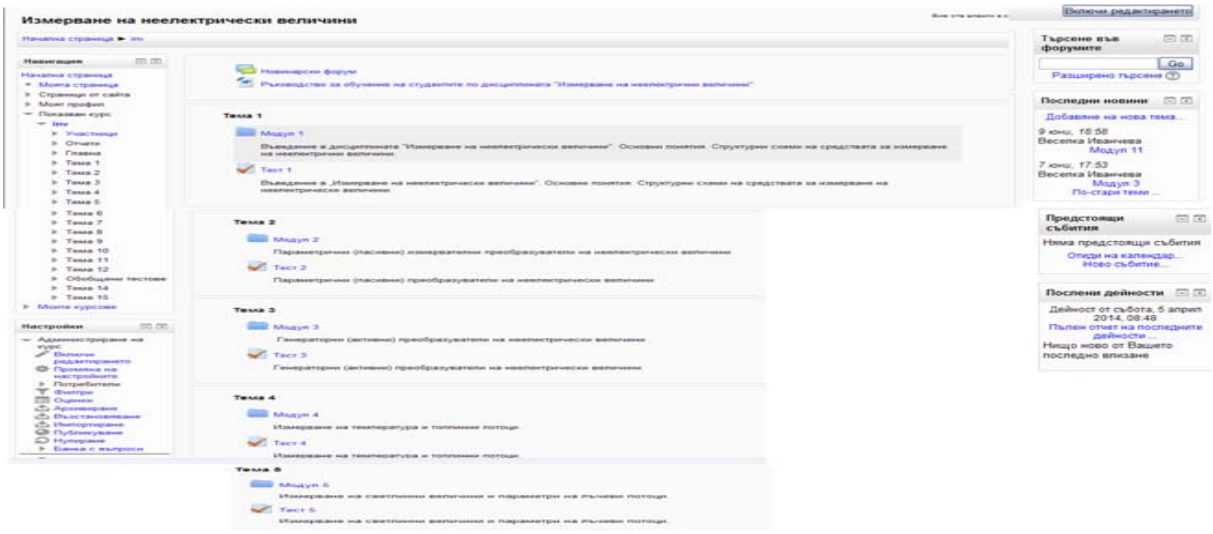
Желаещите да се запишат в курса се регистрират от IP администраторите на системата с трите си имена, специалност, факултетен номер, e-mail. Материалите от дисциплината са видими и достъпни за студентите след като се регистрират в Moodle с техния e-mail и парола. (фиг.1) За неоторизирани студенти и гости материалите са защитени и недостъпни.

Инструкции как да се използват материалите по дисциплината са дадени в Ръководство за обучение на студентите по дисциплината „Измерване на неелектрични величини”.(фиг.2)



Фиг.2. Ръководство за работа с материалите в Moodle

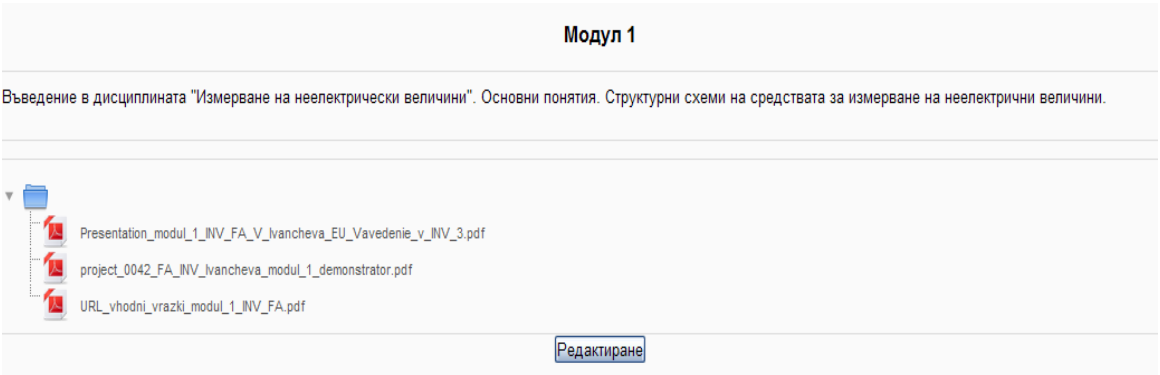
Курсът съдържа 12 електронни модула, темите на които съвпадат с учебната програма на дисциплината. (фиг.3)



Фиг.3. Начална страница на електронното обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини” в Moodle

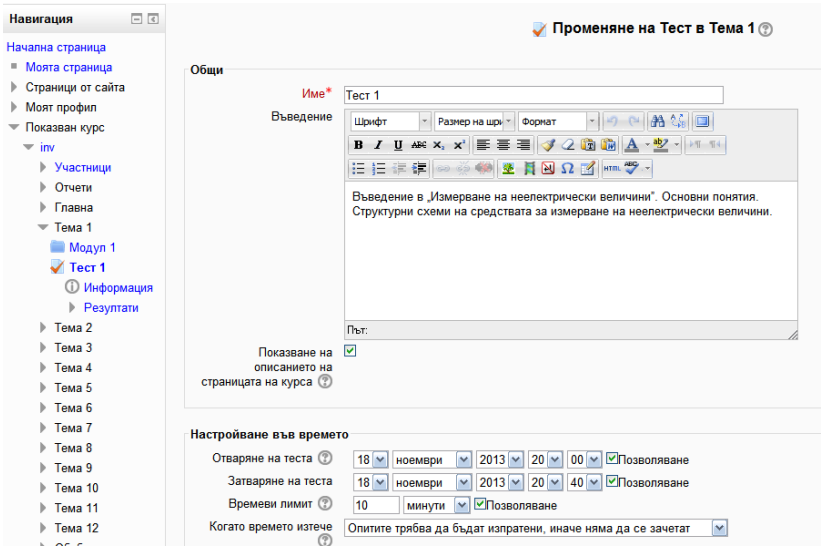
Всеки модул съдържа (фиг.4):

- Лекция съдържаща теория, схеми, таблици, формули по темата и литература. Тя е представена като презентация на PowerPoint на минимум 30 слайда в pdf формат;
- Демонстрационен пример развит на минимум 3 страници, илюстриращ решаването на определена задача, свързана с лекционния материал;
- URL (входни) връзки включващи минимум 6 сайта в Интернет с материали по темата на презентацията.
- Тест съдържащ минимум 10 въпроса, свързани с представения материал в презентацията и демонстратора по темата (Фиг.5). Така студентите могат след всяка тема да проверят знанията си, като попълват теста, които е динамично асемблиран в различни комбинации за всеки отделен студент. Правилното попълване на такъв тест осигурява на курсиста достъп до следващото ниво в системата (до следващата тема). Резултатите от теста се контролират от електронната система. Всеки тест е достъпен в определен ден и час и има фиксирано време за решаване (10 минути). След изтичане на това време системата прекъсва достъпа на обучаемия до теста и в зависимост от това как се е справил получава от 0 до 10 точки. Всеки студент има право да се явява на всеки тест 1 път. Тестовите задачи на обучаемия се оценяват от машината (от компютъра).



Фиг.4. Съдържание на модулите- презентация, демонстратор и URL връзки

В края на обучението си студентите могат да направят динамично асемблиран тест. Този тест се състои от случайно подбрани от системата Moodle 30 въпроса от базата данни включваща всички тестови въпроси по дисциплината.



Фиг.5. Настройки, относно време и продължителност на провеждане на теста

3. Резултати и обсъждане

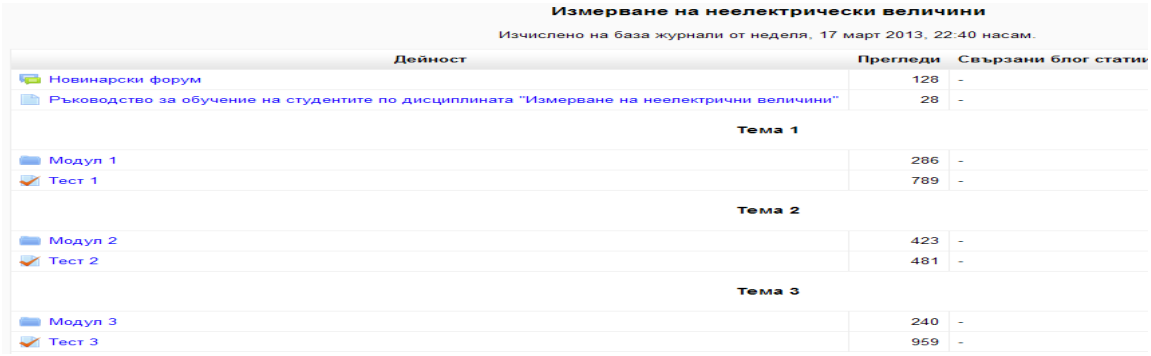
Лекциите, демонстраторите и URL връзките за дистанционното обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини" бяха активни между 01.10.2013 г. и 28.02.2014 г. -Тестовете бяха достъпни след всяка проведена аудиторна лекция всеки понеделник в продължение на 30 минути и всеки студент имаше възможност да направи веднъж съответния тест в продължение на 10 минути. За подготовка за теста студентите използваха всички достъпни материали по съответните теми.

В обучението по дисциплината участваха 72 студента. За всеки един от тях чрез Moodle можеше да се получи информация за:

- брой влизания (Фиг. 6);
- кога и какъв материал е използван;
- с каква продължителност е престоят му в системата;

- кои тестове е решил и какъв е резултатът му (фиг.7);
- как е отговорил на въпросите и кои отговори са верни и кои грешни (Фиг.8);
- от кой IP адрес е влезнал;
- какви съобщения е изпращал и какво е тяхното съдържание.

Генерираният файл за брой влизания представен на Фиг.6 показва, че началният на обучение с тази платформа е предизвикал интерес у студентите и те средно между 3-11 пъти са влизали в материалите на различните модули.

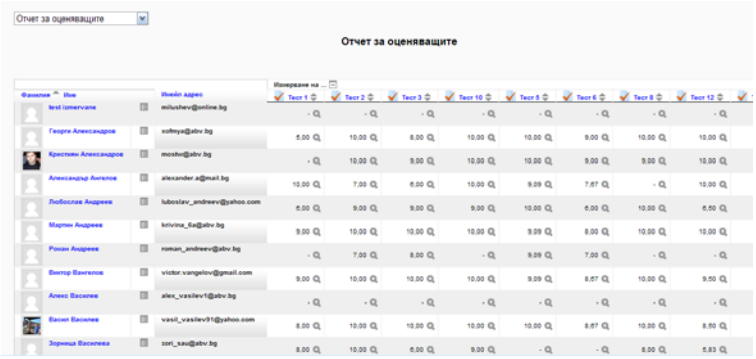


Измерване на неелектрически величини

Изчислено на база журнали от неделя, 17 март 2013, 22:40 насам.

Дейност	Прегледи	Свързани блог статии
Новинарски форум	128	-
Ръководство за обучение на студентите по дисциплината "Измерване на неелектрични величини"	28	-
Тема 1		
Модул 1	286	-
Тест 1	789	-
Тема 2		
Модул 2	423	-
Тест 2	481	-
Тема 3		
Модул 3	240	-
Тест 3	959	-

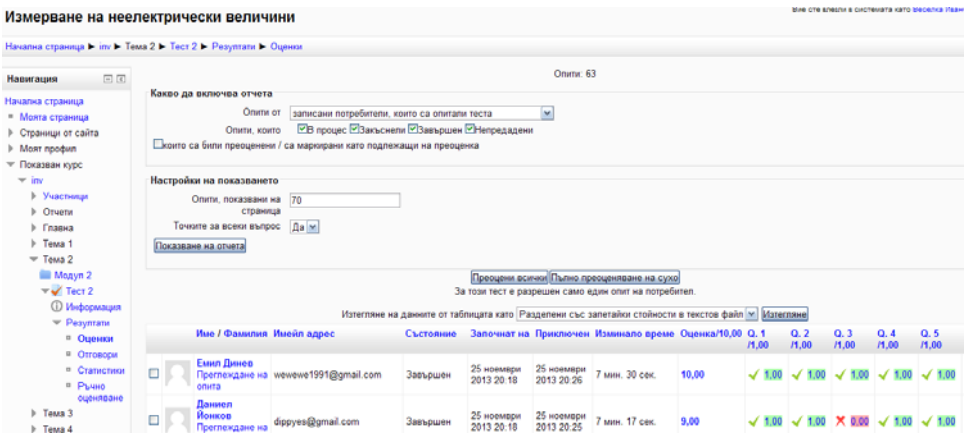
Фиг.6. Влизания на студенти в материалите на различните модули, генерирано от системата Moodle



Отчет за оценяващите

Отчет за оценяващите

Фиг.7. Резултати от тестовете за различни студенти за различни модули



Измерване на неелектрически величини

Опити: 63

Какво да включва отчета

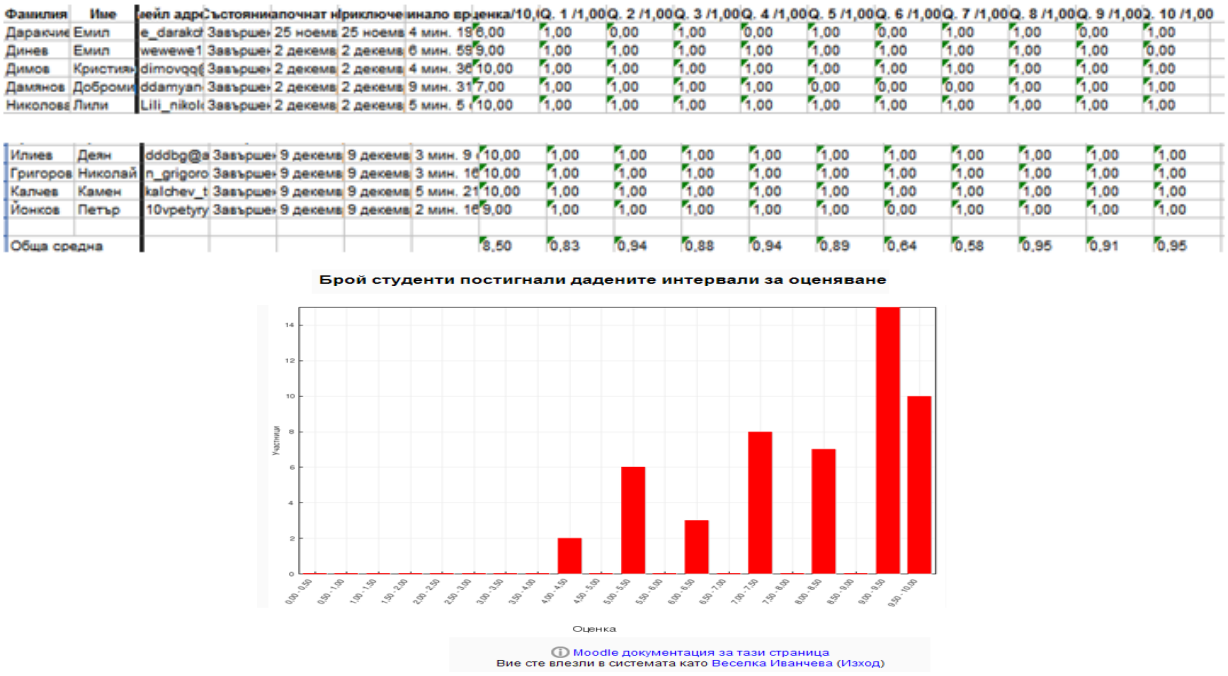
Настройки на показването

Показване на отчета

Име / Фамилия	Имейл адрес	Състояние	Започнат на	Приключен	Изминало време	Оценка/10,00	Q. 1 /1,00	Q. 2 /1,00	Q. 3 /1,00	Q. 4 /1,00	Q. 5 /1,00
Емил Динев Преглеждане на опита	wewewe1991@gmail.com	Завършен	25 ноември 2013 20:18	25 ноември 2013 20:26	7 мин. 30 сек.	10,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
Даниел Йонков Преглеждане на	dippyes@gmail.com	Завършен	25 ноември 2013 20:18	25 ноември 2013 20:25	7 мин. 17 сек.	9,00	1,00	1,00	0,00	1,00	1,00

Фиг.8. Резултати от един тест за отделните студенти.

Moodle може да генерира информация какви са общите резултати за всички студенти за даден тест (Фиг.9), кои са верните или грешните отговори, колко е процента на верните отговори за различните въпроси. Средния процент на успеваемост на студентите е над 83%, което показва едно високо ниво на заинтересованост и усвояване на материала по дисциплината.



Фиг.9. Резултати в табличен и графичен вид на отделни студенти и общ резултат за един проведен тест.

Крайната оценка по дисциплината се формира от:

- 10 % от средноаритметичната оценка от тестовете върху отделните модули, направени в Moodle;
- 30 % от динамично асемблирания тест в Moodle в края на обучението;
- 40 % от писмения изпит, които се формира на базата на 2 развити въпроса и 2 решени задачи;
- 20 % от текущата оценка от лабораторните упражнения, включваща 2 съставки - работа по време на упражнения и изработване и защита на протоколи.

4. Благодарност

Дистанционният курс за електронно обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини” е създаден за нуждите на Факултет Автоматика с използване на платформата Moodle по Проект BG051PO001-4.3.04-0042 „Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции”. Проектът се осъществява с финансовата подкрепа на Оперативна програма „Развитие на човешките ресурси”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз. Осигурена е прозрачност, публичност и възможност за разпространение и използване на резултатите от реализацията

на проекта. Този начин на обучение ще осигури привличане на повече студенти, обогатяване на методите и формите на обучение, повишаване квалификацията на участниците в проекта.

Отговорност за съдържанието на настоящия документ носи единствено Технически университет - София. При никакви обстоятелства документът не може да се разглежда като официална позиция на Европейския съюз или на Главна дирекция „Структурни фондове и международни образователни програми" на Министерството на образованието и науката.

5. Заключение

С реализираното електронно обучение по дисциплината „Измерване на неелектрични величини" се дава възможност да се подобри качеството на обучение, да се улесни достъпът на студентите до учебните ресурси, да се засили взаимодействието между студенти и преподаватели, да се направи по - привлекателен процесът на обучение.

Разработените материали и проведеното пилотно обучение са първи стъпки към осъществяване на реално дистанционно електронно обучение и реализиране на виртуален Факултет Автоматика.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *http://fa.tu-sofia.bg/moodle/*

[2] *https://moodle.org/*

[3] *https://moodle.org/course/view.php?id=43*

[4] *http://www.sophista.info/SGileva_diplomna_1.121r.pdf*

[5] *http://tuj.asenevtsi.com/EL09/EL14.htm*

[6] *http://nis-su.eu/Documents/Papers/Peytcheva-Forsyth_Statia.pdf*

[7] *http://bibliosphere.eu/?p=947*

[8] *http://mech-ing.com/journal/Archive/2009/3-4/2.Tehnologii/8_67_Koleva.pdf*

Автори: Веселка Иванчева, доц. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vivancheva@tu-sofia.bg* ; Николай Гуров, гл. ас., катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *nrg@tu-sofia.bg* ; Силвия Качулкова, ас. инж., катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *s_kachulkova@tu-sofia.bg*; Божидар Джуджев, маг. инж., докторант, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address:

bojidar.djudjev@abv.bg

Постъпила на 30.04.2014 **Рецензент** проф. д-р Пламен Цветков

АЛГОРИТЪМ ЗА КЛАСИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТИ ПРИ ВИЗУАЛЕН КОНТРОЛ И ИНСПЕКЦИЯ НА КАЧЕСТВОТО

Радослав Делийски

Резюме: *В статията е представен алгоритъм за класификация на детайли при визуален контрол на качеството. Алгоритмът използва сегментирано контурно описание на детайлите с полигони в полярна координатна система. За намиране на съответствие между детайла и еталона се използват три параметъра - ъгли между сегментите, дължини на сегментите и брой сегменти. Разработеното за целта програмно осигуряване демонстрира надеждно класифициране на детайлите, при нисък изчислителен ресурс.*
Ключови думи: *визуален контрол на качеството, машинно зрение, контурно описание с полигони, намиране на съответствие.*

ALGORITHM FOR OBJECT CLASIFICATION IN VISUAL QUALITY CONTROL AND INSPECTION

Radoslav Deliyski

Abstract: *In this paper is presented algorithm for object classification pointed to visual quality control and inspection. The algorithm uses segmented contour description of the details with polygons in polar coordinate system. Object determination is based on 3 parameters: angles between segments, length of segments and number of segments. The developed for this purpose software shows reliable details classification and low time consumption.*
Keywords: *visual quality control, machine vision, polygonal contour description, conformance details determination*

1. Въведение

Правилното класифициране на обекти е от решаващо значение при вземане на решение за наличие или отсъствие на съответствие между желаната и текущата стойности на параметрите на обектите в производството, подложени на качествен контрол и инспекция. Резултатът от класифицирането е входен параметър както при приемателен статистически контрол, така и при извършване на последващи обработки и манипулации с детайлите. Поради това и поради наличието на все по-големи по обем партиди детайли, се налага прилагане на автоматизирани системи за наблюдение и контрол. Тези системи включват както измервателни преобразуватели така и съответното им алгоритмично и програмно

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

осигуряване и често са свързани със системите за управление на поточните линии в индустрията.

В системите за визуален контрол на качеството, ролята на първичен преобразувател се изпълнява от видео преобразовател [1], често наричан видео камера. В [2] е представена система за визуален мониторинг на качеството, но тя изисква постоянна намеса на оператор и не притежава възможност за автоматизиран контрол. От своя страна [3] представят автоматизирана система за визуална инспекция и тестване на различен клас обекти. Всяка от тези системи е в състояние да предостави голямо количество информация, която поради неструктурираността си изисква прилагането на редица алгоритми за предварителни обработки и методи за анализ. Най-разпространени са методите на зонов и контурен анализ [4][5]. Чрез тях се извличат отличителните белези на детайлите, който се използват за класифицирането им. При класифициране на обекти се установява съответствието между предварително обучен еталон и текущият обект или детайл. Най-известните процедури и алгоритми за класификация са [6]:

- евристични решаващи правила;
- алгоритми, използващи детерминирани критерии за определяне на сходство;
- алгоритми, използващи статистико-вероятностни правила за класификация;
- алгоритми, използващи невронни мрежи;
- моделно-воден анализ.

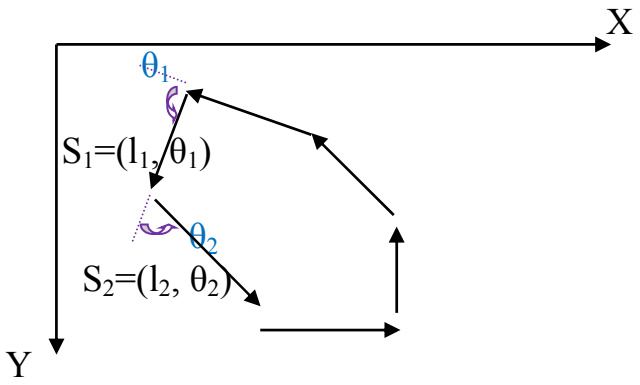
Всеки един от тези методи има своите ограничения при прилагането им в различни практически задачи. Те са свързани с изчислително бързодействие, точност, универсалност и сложност на реализация [7].

В статията е предложен алгоритъм за класификация на детайли при визуален контрол на качеството използващ сегментирано контурно описание на детайлите с полигони в полярна координатна система. Съответствието между детайла и еталона се търси чрез три параметъра – ъгли между сегментите, дължини на сегментите и брой сегменти. Тези параметри са в основата на логически оператори за минимизиране на разстоянието между обученият и изследваният векторно-параметричен модел. Разработеното за целта програмно осигуряване демонстрира надеждно класифициране на детайлите към предварително обучен обект, без да изисква значителен изчислителен ресурс.

2. Методология

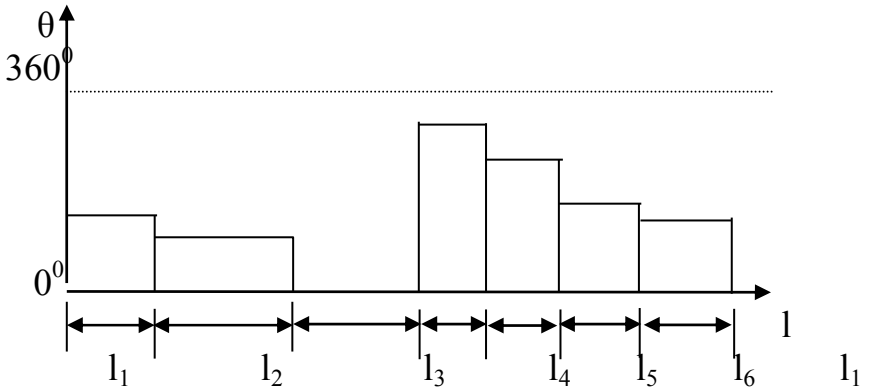
Целта на алгоритъма за класификация на обекти е да се намери приблизително съответствие между изследвания детайл и еталона. Входът на алгоритъм представлява контурен модел на обекта. Моделът представя компактно контурите на детайлите и представлява съвкупност от свързани сегменти. В настоящата разработка са използвани праволинейни сегменти, поради масовото им разпространение и ниският изчислителен ресурс необходим за класификация. Самите праволинейни сегменти представляват насочени вектори, като посоката им съв-

пада с посоката на обхождане на контура - обратно на часовниковата стрелка. В процеса на класификация се използват броят на сегментите, дължината на всеки един от тях (l) и ъгълът, който се сключва със следващият сегмент (θ). Този ъгъл задава взаимовръзката между два съседни сегмента. Заместването на сегментите с полярните им координати (l, θ) е от голямо значение за класифицирането, поради инвариантността по отношение на позицията и ориентацията на обекта (фиг.1). Това означава, че при транслация на обекта по осите на кадъра отношенията между дължините на два съседни сегмента ($l_{i,i+1}=l_i/l_{i+1}$) се запазва. Същата аналогия е налице и при ротация на обекта - разликата в ъглите на два съседни сегмента е константна.



Фиг.1. Полярни координати на сегменти, представящи произволен изпъкнал затворен контур.

Заместването на сегментите с полярните им координати позволява контура да се представи с правоъгълни полигони (фиг.2). Характерно за това представяне е, че то е циклично, т. е. може да се добавят сегменти и от двете страни. Сегментираното описание няма да се промени по-никакъв начин, тъй-като е налице инвариантност по-отношение на ротацията, като посоката в която се ротира обекта, съвпада с посоката на транслация на полигона.



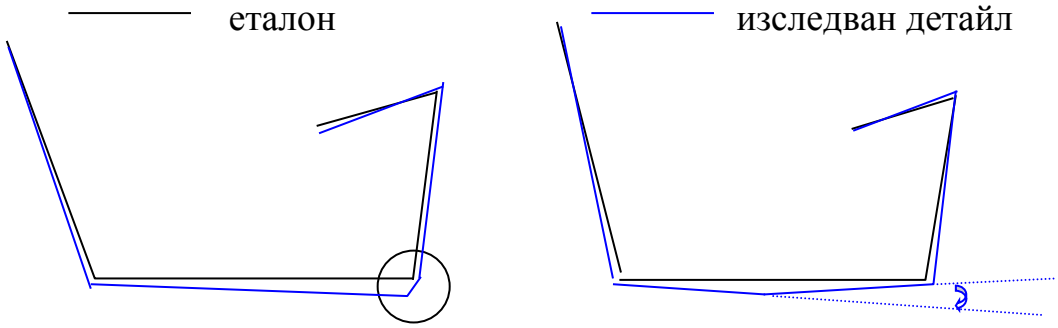
Фиг.2. Сегментирано контурно описание с контурни полигони в полярна координатна система.

Алгоритмът за класификация използва входните данни от контурното описание на обекта и еталона и се стреми да минимизира разликата между параметрите. При всяко несъответствие между параметрите (l, θ и брой сегменти - n) на двата

модела (еталонен и изследван) се натрупва разлика Колкото по-малка е натрупаната разлика, толкова по-близко е изследваният обект до еталона.

В начало на процеса на класификация се извършва подреждане на сегментите, т.е. транслация на полигона, така че най-дългият сегмент да бъде на първо място. Тази процедура се извършва както за еталона, така и за контурния модел на изследвания обект. По-този начин се установява начален репер, от който да започне същинската работа по класификацията и се елиминира възможността да се получат големи несъответствия, ако еталона и изследвания обект представляват един и същ, но ротиран обект (два еднакви, но ротирани детайла имат един и същ, но транслиран полигон). Освен транслирането по дължината на сегментите, се осъществява аналогична процедура и при ъглите между сегментите. Необходимо е да се спомене, че е възможно да има два сегмента, кандидати за първа позиция в полигона с близки стойности на дължините или ъглите. Това допуска възможността да се натрупа огромна разлика, въпреки че обекта може да е един и същ (при ротация). По-тази причина, след преместване на полигона и извършено натрупване на разликите, се осъществява ново преместване. Спрямо това преместване се осъществява ново натрупване на разлики. За крайна се взима по-малката от двете натрупани разлики. Теоретично е възможно да има повече от два сегмента със сходни дължини и ъгли, но на практика това рядко се случва. Колко близки да са стойностите на дължините и ъглите на въпросните два сегмента, зависи от параметър, определен експериментално.

Преди самото натрупване на разлики, трябва да се отчетат следните особености. Ако съществуват сегменти в изследвания контурен модел с малки дължини или ъгли, те трябва да се елиминират, тъй-като биха натрупали голяма разлика (фиг.3).



къс сегмент, натрупващ голяма разлика малък ъгъл натрупващ голяма разлика

Фиг.3. Натрупване на разлики при наличие на къси сегменти или малки ъгли.

Дефинициите за къс сегмент и малък ъгъл са както следва:

$$AKO\ \Big(\big(\ l < \big(0.3 l_{\text{ср}}\big)\big)\ \text{И}\big(\ l < (0.015 \sum l)\big)\ \Big)\ \text{ТО къс сегмент} \qquad (1)$$

$$AKO\ (-20^0 < \theta < 20^0)\ \text{ТО малък ъгъл} \qquad (2)$$

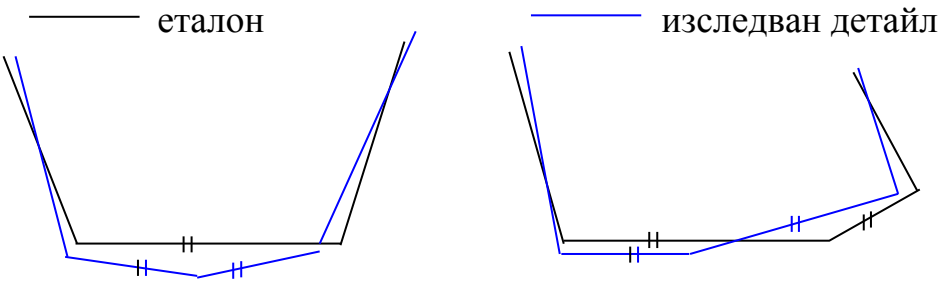
Стойностите в горните условия са получени експериментално. Възможно е броят сегменти на модела (след елиминиране на късите сегменти) да е различен от броя сегменти на еталона, тъй-като сегмент от еталона може да е заместен с два

сегмента в модела и обратно. За да не се получи голяма разлика при натрупването се взимат специални мерки.

При условие че сегментът на модела е по-къс от 0,75 пъти сегмента на еталона, се проверява дали сумата на дължините на текущият и следващият сегмент от модела не е приблизително равна на дължината на текущият сегмент на еталона. Освен това е възможно сумата от дължините на текущият и следващият сегменти на модела да е приблизително равна на сумата от дължините на съответните сегменти на еталона (фиг.4). Логическите условия са както следва:

$$\text{АКО } (l < 0.75l_{\text{ет}}) \text{ И } \left(0.7l_{\text{ет}}^{i} < \left(l^{i} + l^{i+1}\right) < 1.3l_{\text{ет}}^{i}\right) \text{ ТО}$$
$$\Delta l = \sum \left|(l^{i} + l^{i+1}) - l_{\text{ет}}^{i}\right| \quad (3)$$

$$\text{АКО } (l < 0.75l_{\text{ет}}) \text{ И } \left(0.7(l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1}) < \left(l^{i} + l^{i+1}\right) < 1.3(l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1})\right) \text{ ТО}$$
$$\Delta l = \sum \left|(l^{i} + l^{i+1}) - (l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1})\right| \quad (4)$$



Фиг.4. Намаляване на разликите в дължините на сегментите, при текущ сегмент от еталона по-дълъг от сегмента на изследвания обект.

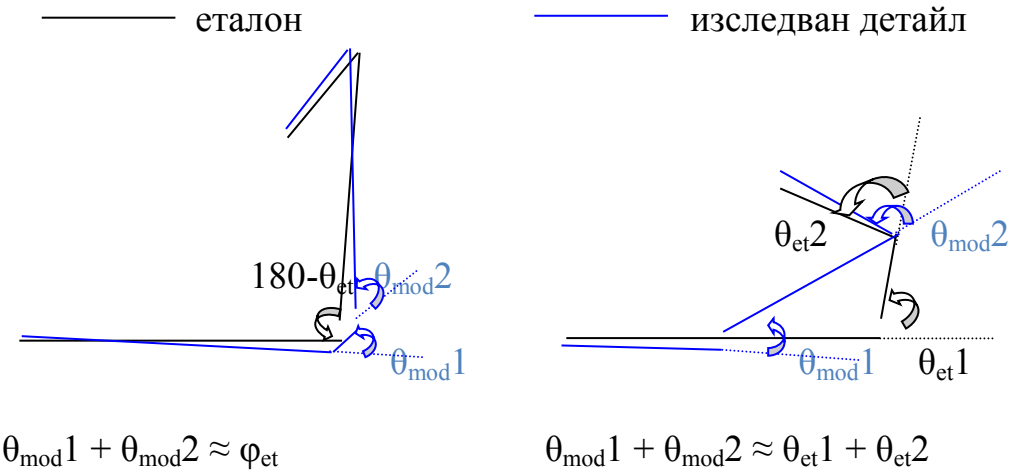
От друга страна е възможно сегмента на модела да е по-дълъг от 1,25 пъти дължината на сегмента на еталона. В този случай се проверява дали сумата от дължините на текущият и следващият сегмент от еталона не е приблизителни равна на дължината на текущият сегмент на модела. Друга възможност за избягване на голяма разлика е когато сумата от дължините на текущият и следващия сегмент е приблизително равна на сумата от дължините на съответните сегменти на еталона. Логическите условия за тези два случая са както следва:

$$\text{АКО } (l > 1.25l_{\text{ет}}) \text{ И } \left(0.7l^{i} < (l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1}) < 1.3l^{i}\right) \text{ТО}$$
$$\Delta l = \sum \left|(l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1}) - l^{i}\right| \quad (5)$$

$$\text{АКО } (l > 1.25l_{\text{ет}}) \text{ И } \left(0.7(l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1}) < \left(l^{i} + l^{i+1}\right) < 1.3(l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1})\right) \text{ТО}$$
$$\Delta l = \sum \left|(l^{i} + l^{i+1}) - (l_{\text{ет}}^{i} + l_{\text{ет}}^{i+1})\right| \quad (6)$$

Изброените до момента четири случая спомагат за изравняване броя на сегментите на модела и на еталона, като същевременно с това, намаляват натрупаната

разлика в дължините. Тези особени случаи се наблюдават и при ъглите, поради което се вземат аналогични мерки (фиг.5).

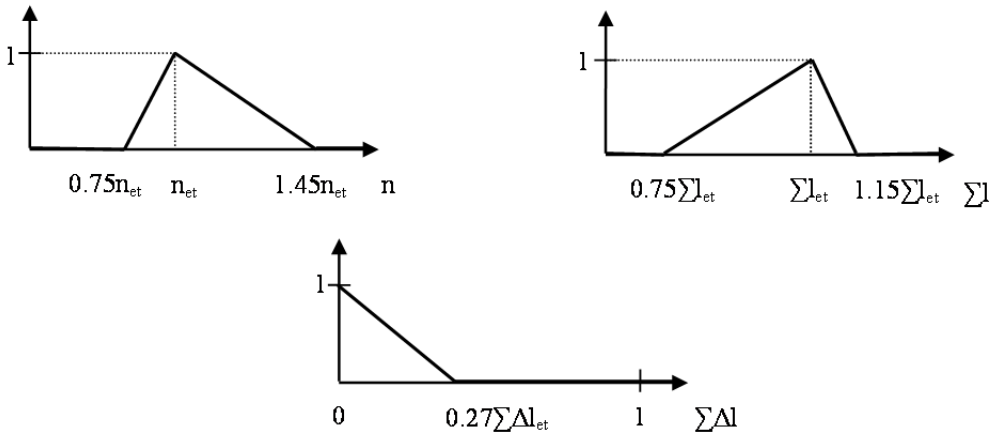


Фиг.5. Намаляване на разликите в ъглите между сегментите.

Класифицирането на детайла към даден еталон се осъществява чрез комплексен логически оператор състоящ се от 3 условия.

$$\text{АКО } (\ (0.75n_{\text{ет}} < |n| < 1.45n_{\text{ет}}) \text{ И } (0.75\sum l_{\text{ет}} < \sum l < 1.15\sum l_{\text{ет}})$$
$$\text{И } \left(\sum \Delta l < 0.27 \sum l_{\text{ет}}\right) \ )$$
$$\text{ТО (принадлежност към еталон)}$$

Първото от тези условия е разликата в броя сегменти (n) да е в допустимите граници. В промишлеността е от значение размера на детайлите, затова е необходимо общата дължина на модела да е между 0,75 и 1,15 от общата дължина на еталона. В противен случай модела ще отговаря на детайл, който ще е много по-голям, респективно по-малък по размер от еталона. Експериментално е установено, че натрупаната разлика в дължините трябва да бъде до 27% от общата дължина на сегментите на еталона. Графичното представяне на логическите функции за класификация е показано на фиг.6.

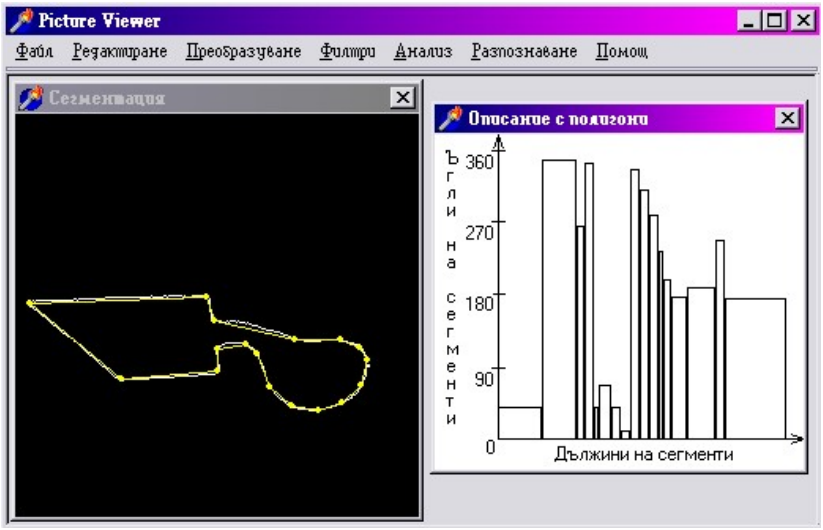


Фиг.6. Графично представяне на логическите функции за класификация

Алгоритмът итеративно търси съответствие между изследваният детайл и всеки един обучен еталон. Ако спрямо два еталона е изпълнено условието, модела се класифицира към еталона спрямо който е натрупана по-малка разлика в дължините на сегментите. Ако обаче спрямо два еталона натрупаната разлика в дължините на сегментите е една и съща, модела се класифицира към еталона спрямо който е натрупана по-малка разлика в ъглите.

3. Експериментални резултати

Алгоритъма за класифициране е тестван чрез специално реализиран за целта програмен продукт. Той работи с изображения в row и bin формат с размер до 299209 байта (547x547 пиксела). Необходимо е изображенията да са квадратни. Програмния продукт притежава възможности за предварителна обработка и филтрация, отделяне на контури и сегментация, както и изграждане на контурен модел, като подготвителни операции на алгоритъма за класификация.



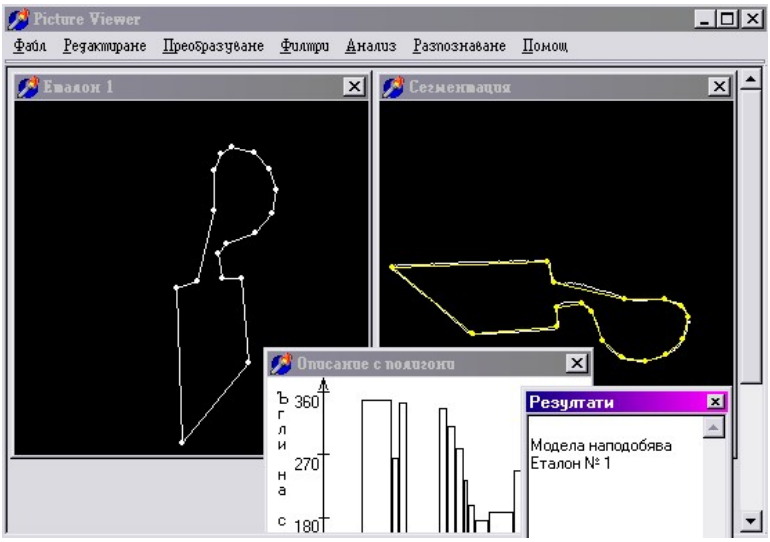
Фиг.7. Контурното изображение с отделени и свързани върхови точки (ляво). Полигонално описание на параметрите на обекта (дясно).

Контурите на изследвания обект, заедно с векторно-параметрично описание на сегментите му, както и представяне на параметрите на това описание с полигони са показани на фиг.7. На фигурата, описанието с полигони е представено чрез ъгъл между оста X на рамката на кадъра и вектора представящ сегмента, а не с ъгълът между сегментите на обекта, който се използва за класификация, като това не променя по-никакъв начин постановката на задачата. Параметрите на векторното описание използвани за класификация на детайла са показани в табл.1.

Табл.1

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
l	75	61	14	18	9	22	18	17	16	16	16	9	13	29	52	16	112
θ	44	85	-81	50	-29	29	31	28	24	33	46	35	23	-13	-58	74	138

Така показаният контурен модел е вход на алгоритъма за класификация на обекти. Моделът се съпоставя с базата данни от предварително обучени еталонни модели (фиг.8). Те се задават или от файлове съдържащи еталони или от изградени контурни модели обявени за еталони от потребителя на програмния продукт. Фигурата показва еднозначно, че изследвания обект е класифициран към точно определен известен обект (еталон 1). Класификацията е извършена, въпреки че обектът е ротиран.



Фиг.8. Еталонният модел (горе ляво) към който е отнесен изградения контурен модел на изследвания обект (дясно).

4. Заключение

Предложеният алгоритъм успешно класифицира различни по вид и размери детайли към предварително обучени еталони, което демонстрира една добра универсалност спрямо обектите. От друга страна ниските изисквания към програмното осигуряване показват едно добро бързодействие. Все пак, имайки предвид малкия размер на кадрите и сравнително простите тестови детайли, може да се очаква известно забавяне работата на алгоритъма при по-големи входни изображения и/или по-сложни обекти. Едни бъдещи тестове ще отговорят на въпроса с бързодействието и ще покажат пригодността на алгоритъма във визуални системи за инспекция и контрол на качеството при решаване на практически задачи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Rigelsford J., ***Industrial Image Processing: Visual Quality Control in Manufacturing, Sensor Review***, Vol. 21 Iss: 2, 2001

[2]*http://www.mantrics.com/index.php?option=com_zoo&view=item&Itemid=111&lang=en*, достъпен на 28 Март, 2014

[3] *https://www.iosb.fraunhofer.de/servlet/is/12585/*, достъпен на 28 Март, 2014

[4] Венков П., ***Определяне на формата и разположението на обекти по информация в контурни модели***. Proc. of the 7th Inc. Conf. SEAR'93, Varna, October 1-3, 1993.
[5] Венков П., Каменова Н., ***Разпознаване на обекти, представени с контурни описания***. Трудове на Национална конференция "Автоматика и информатика 95", София, 1995.
[6] Венков П., ***Анализ и разпознаване на изображения и сцени***, Издание на ТУ-София, 1996,
[7] Christian Demant, Bernd Streicher-Abel, Peter Waszkewitz. ***Industrial Image Processing: Visual Quality Control in Manufacturing,*** Springer, ISBN-13: 978-3642636424, 2012

Автор: Радослав Делийски, гл. ас. д-р, катедра „Електроизмерителна техника", Факултет Автоматика, ТУ-София, Технически Университет - София, E-mail address: *rdeliyski@yahoo.co.uk*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** проф. д-р Пламен Цветков

ВИРТУАЛНО ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ С АНАЛОГОВ ВОЛТМЕТЪР

Владислав Славов

Резюме: *В този доклад е описана работата на виртуално лабораторно упражнение за измерване на напрежение с аналогов (стрелкови) волтметър. Упражнението представлява виртуален инструмент разработен в средата на LabVIEW с възможност за дистанционен достъп – достъп през интернет. То е предназначено за изпълнение на лабораторни задачи от студенти и ученици без да е необходимо тяхното присъствие в университета при подготовка или самоподготовка по дисциплини, свързани с електрическите измервания.*

Ключови думи: *виртуална лаборатория, достъп през Инетрнет, разширяване на обхват, LabVIEW*

VIRTUAL LABORATORY EXCERSIZE FOR VOLTAGE MEASUREMENT WITH ANALOGUE VOLTMETER

Vladislav Slavov

Abstract: *This report describes the work of the virtual laboratory exercise to measure the voltage with an analog voltmeter. The exercise is a virtual instrument developed in the Lab-VIEW environment with a functionality for a remote access - access via Internet. It is designed to perform laboratory tasks to students without requiring their presence at the university in preparation of disciplines related to electrical measurements.*

Keywords: *virtual lab, accessed via Internet, range extension, LabVIEW*

1. Въведение

През последните две десетилетия електронните, информационните и комуникационни технологии са сред най-бързо развиващите се в инженерната област. Свидетели сме на сериозна и дълбока промяна в технологиите, като се започне с от аналогово към цифрово, макро към микро, от фиксирани мрежи към мобилни и т.н. [1]

Традиционните реални лаборатории в техническите институти имат много ограничения. В много голяма част от случаите студентът може да завърши упражнението само като зрител поради голямата група от студенти правещи упражнението в този момент. Студентите нямат възможността да правят лабораторните експерименти в удобно за тях време, а трябва да се съобразяват с график създа-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ден в университета. Новата ера на образованието изисква революция и модернизация в областта на техниките за инженерно образование [1].

Голямо предизвикателство е за преподавателите от инженерни технологии е да предоставят на студентите и учениците си лабораторни упражнения в удобно за тях време и място. За решаването на този проблем се предприемат редица инициативи за разработване на средства, които могат да бъдат използвани като интернет-базирани лабораторни експерименти. Това ще позволи на студентите да извършват истински експерименти от отдалечено място през интернет. Интернет-лабораторното оборудване може да бъде заместител или допълнение на традиционните лаборатории като позволява по-ефективно управление на лабораториите и дистанционно обучение в истинска среда. В допълнение най-новите тенденции в развитието на дистанционното обучение са насочени към т. нар. м-обучение или обучение с използване на мобилни устройства [2].

Оказва се истинско предизвикателство за преподавателите да предоставят адекватни лабораторни упражнения на студентите за удобно на тях време и място. Едно потенциално решение е да се създаде онлайн лаборатория, която ще дава възможност на студентите да направят всички необходими експерименти във време и място удобно на тях. Такава онлайн лаборатория би повишила качеството на учебния процес [3].

2. Избор на програмно осигуряване

С развитието на компютърните технологии на пазара се появяват и нови софтуерни продукти предоставящи възможности за проектиране и реализиране на такива лаборатории наричани с обобщеното понятие виртуални лаборатории. Когато става дума за учебен процес основната дейност, която се извършва във всяка такава лаборатория не се или не трябва да се различава съществено от работата в реалната лаборатория т.е. и в двете студентите изработват предвидените лабораторни упражнения. Във виртуалната лаборатория те се наричат виртуални лабораторни упражнения. В този смисъл един от най-използваните софтуерни продукти в последните години е средата LabVIEW.

LabVIEW (съкратено от Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) е графичната програмна среда на National Instruments. Графичният програмен език се нарича G . Програмите и подпрограмите на LabVIEW се наричат виртуални инструменти (ВИ). Виртуалните инструменти се използват за създаване на пригодими системи за тестване, измерване, анализ и автоматизиране чрез комбиниране на различни хардуерни и софтуерни компоненти. Ако системата се променя често, могат да се използват различни части на виртуалния инструмент, без да е необходимо закупуването на допълнителен хардуер или софтуер. Основните характеристики на виртуалните инструменти са – гъвкавост, ниска цена, възможност за работа с вирок набор от плъгин и мрежов хардуер [4]. LabVIEW предоставя функционалност за управление предния (лицевия) панел (интерфейса за взаимодействие на потребителя с лабораторното упражнение) на машина, която е физически дистанцирана от машината, на която се изпълнява ВИ. Освен това, предният панел може да бъде интегриран в уеб стра-

ница и той да работи в рамките на тази страница. Всичко което трябва да има клиентската машина, за да достъпва предния панел е браузър и LabVIEW Run-Time Engine плъг-ин.

3. Измерване на постоянно напрежение със стрелкови волтметър

Уредът за измерване на електрическо напрежение се наричат волтметър и се означава с V. Той се включва паралелно на консуматора (генератора) или към точките, между които се измерва напрежението. За да не се изменя работният режим на веригата при включването на волтметъра, той трябва да има много голямо съпротивление, т.е малка собствена консумация [4].

Всеки стрелкови волтметър се характеризира с константа:

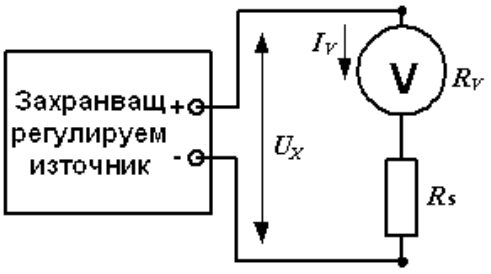
$$C_V = \frac{U_H}{\theta_H}, \tag{1}$$

където θ_H е общият брой скални деления на уреда. Размерността й е например V/дел; mV/дел и др. Ако стрелката на уреда се отклонява на θ_X скални деления, то стойността на измереното напрежение е

$$U_X = C_V \theta_X \tag{2}$$

Когато измереното напрежение е по-голямо от U_H, се налага разширяване на измервателния обхват на волтметъра чрез допълнителен резистор или напрежителен трансформатор (НТ). Изборът се прави в зависимост от вида и големината на измереното напрежение, както и от принципа на действие на уреда. Чрез допълнителен резистор се разширява измервателният обхват както в постояннотокови, така и в променливотокови вериги. Напрежителният трансформатор се използва само при променливотокови вериги, когато измереното напрежение е по-високо от 1000V.

Разширяване на обхвата на волтметър с обхват по напрежение U_H чрез допълнителен резистор е показано на фиг.1. Допълнителният резистор се включва последователно на напрежителната верига на уреда.



Фиг.1. Разширяване на обхвата на волтметър чрез допълнително съпротивление

Разширеният обхват на стрелковия волтметър е

$$U_H^{|} = nU_H . \tag{3}$$

Числото n се нарича допълнителен множител и показва колко пъти е увеличен обхватът по напрежение. Стойността на съпротивлението на допълнителния резистор R_S се определя с израза:

$$R_S=R_V(n-1) \quad (4)$$

4. Виртуален инструмент за измерване на постоянно напрежение със стрелкови волтметър

4.1. Алгоритъм за работа

За реализиране на виртуалното упражнение беше синтезиран алгоритъм за работа, чиято блокова схема е показан на фиг.2. Изпълнението му може да се обясни в следните стъпки:

A. Задава се минимум скала на волтметъра – брой скални деления

B. Задават се брой деления n и стойност за товара Es, чрез прозорци извикани от програмата

C. Проверява се дали броя деления n е по-голям от 100

1) Ако n е по-голямо от 100, тогава деленията за волтметъра стават 100

2) Ако n е по-малко от 100, тогава деленията за волтметъра стават зададената от потребителя стойност.

D. Задава се Rv (вътрешно съпротивление на уреда) стойност = 10 MΩ

E. Задава се тип float на променливите : RL, div , I , Uv, Us, Th, Rs

F. Проверява се дали допълнителното съпротивление Rs е включено, ако е включено

1) Програмата изкарва прозорец за въвеждане на обхват на волтметъра Um.

2) Чрез формулите:

I = Es/(Rv*Rs);

Uv=I*Rv

Us=I*Rs;

Th=(Uv+Us)/(Um+div)

се изчислява напрежението на волтметъра Th

3) Ако Th> div , програмата изкарва съобщение за грешка , че напрежението е по-голямо от обхвата на волтметъра.

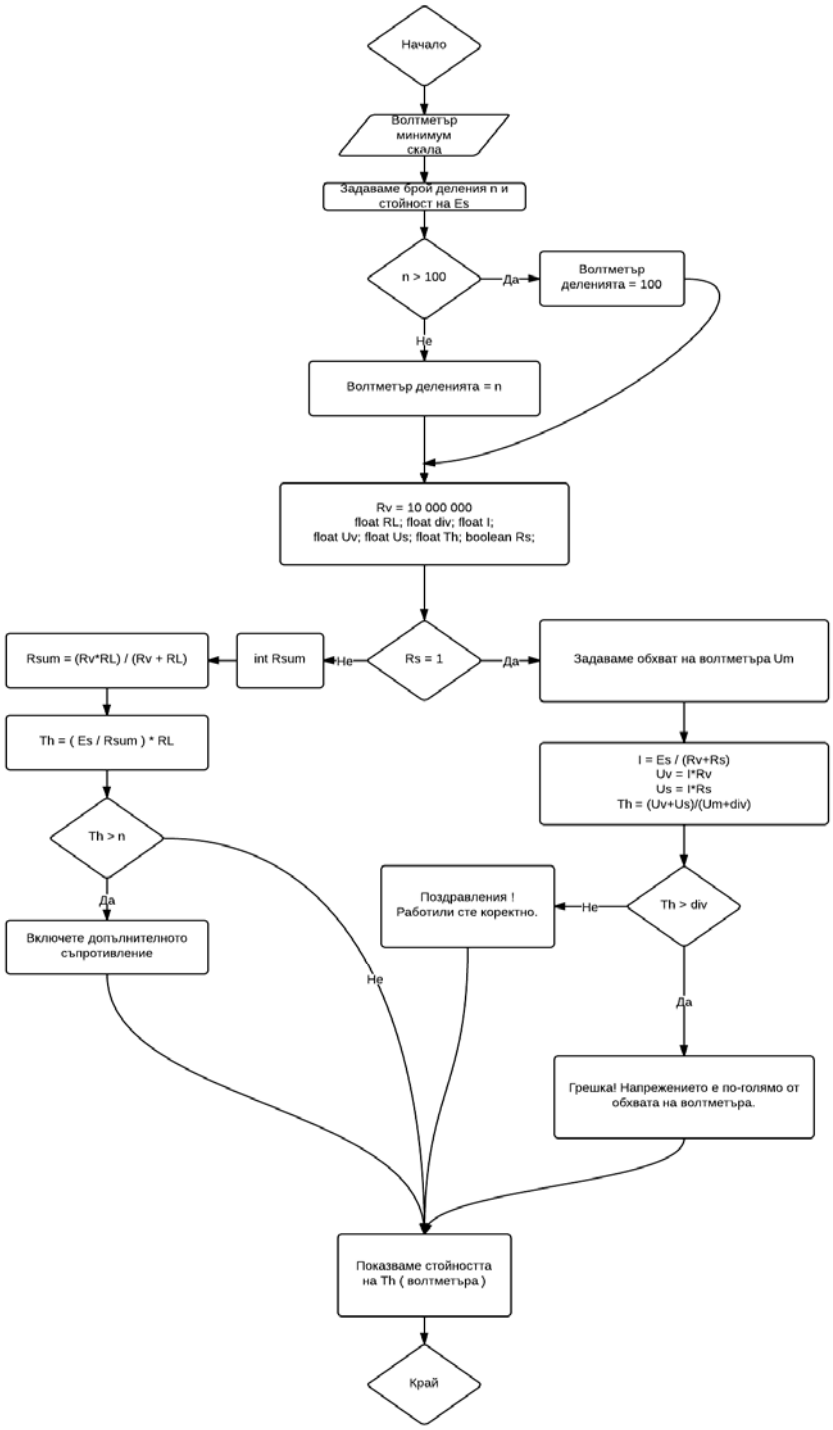
4) Ако Th< div , програмата изкарва съобщение че е работено коректно.

G. Ако Rs е изключено

1) Задава се нова променлива Rsum = (Rv*RL)/(Rv+RL)

2) Изчислява се напрежението на волтметъра чрез формулата Th = (Es/Rsum)*RL

3) Проверя се дали напрежението Th е по-голямо от броя деления n, ако е така програмата изкарва съобщение да се включи допълнителното съпротивление.

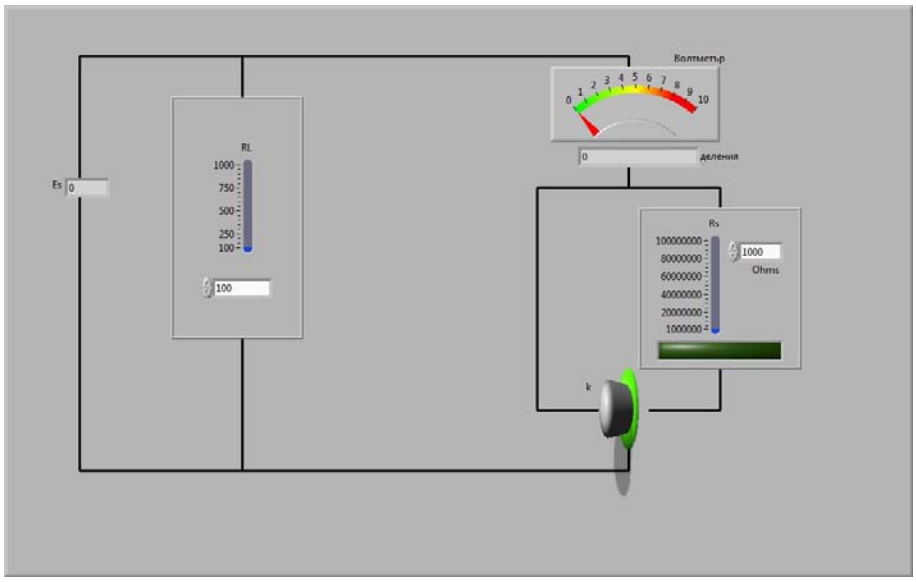


Фиг.2. Алгоритъм за работа на виртуален инструмент за измерване на постоянно напрежение със стрелкови волтметър

4.2. Описание на работата на виртуалния инструмент

Представеният в този доклад виртуален инструмент представлява симулационна програма, която представя измерването на постоянно напрежение със стрелкови волтметър с възможност за разширяване на обхвата на уреда чрез включване на

допълнително съпротивление. На фиг.3 е представен лицевия панел на виртуалния инструмент.



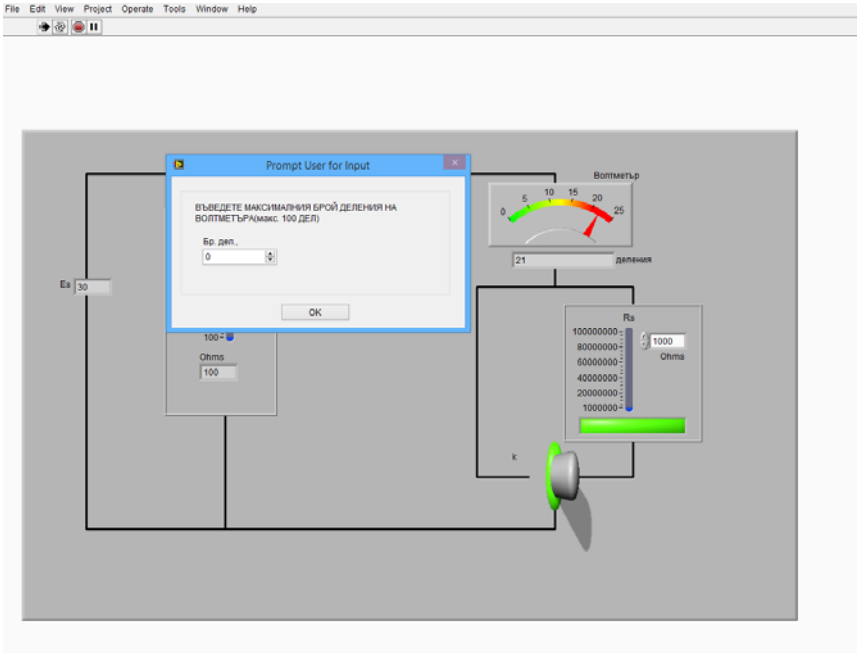
Фиг.3. Лицев панел на виртуален инструмент за измерване на постоянно напрежение със стрелкови волтметър

Чрез използването на вградения в LabVIEW сървър, лицевият панел е публикуван в интернет т.е. потребителят има възможност за дистанционен достъп до упражнението, използвайки настолен или преносим компютър или друго мобилно устройство с инсталиран на него споменатия по-горе плъг-ин. Особеност е, че към момента инсталацията е възможна само на устройства с операционна система WINDOWS, версия XP іили следваща.

Всеки студент трябва да получи индивидуално задание за работа, в което са му оказани съпротивлението на товара и изходното напрежение на източника като в единия случай то е под обхвата на волтметъра, а в другия то превишава обхвата на волтметъра. В първия случай числената стойност на обхвата на волтметъра във [V] съвпада с номиналния брой деления, а във втория той се задава със числова стойност по-голяма от номиналния брой деления на уреда. Тези два случая определят и двете основни задачи, които студентът трябва да извърши във виртуалната лабораторна среда:

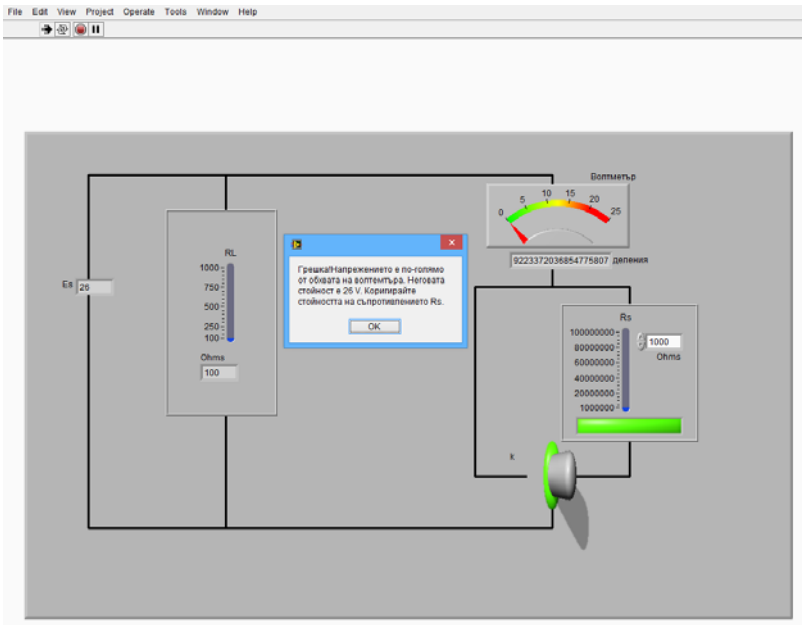
- измерване на напрежение със стрелкови волтметър с константа на уреда 1 V/дел без разширяване на обхвата.
- измерване на напрежение със стрелкови волтметър и разширяване на обхвата му чрез допълнително съпротивление – за целта е необходимо студентът да изчисли стойността на допълнителното съпротивление и да изчисли константата на измервателния уред.

След стартиране на виртуалния инструмент програмата чрез „изскачащи“ прозорци изисква от студента да въведе съответните параметри от индивидуалното задание, както е показано на фиг.4.



Фиг.4. Прозорец за въвеждане на параметри на схемата

Програмата е разработена така че през цялото време на изпълнение на упражнението тя следи коректността на извършените действия. Например, ако чрез въвеждане на параметрите от студента се окаже, че измерваното напрежение превишава обхвата на измервателния уред, на екрана се появява съобщение, което обяснява грешката и насочва потребителя към правилното решаване на поставената задача. Трябва да се отбележи, че тези съобщения само посочват грешката и насочват към отстраняването и, но не предоставят решение (фиг.5).



Фиг.5. Съобщение за грешка

При успешно завършване на упражнението т.е. при правилна работа програмата уведомява потребителя за това отново чрез съобщение.

5. Заключение

Описаното виртуално упражнение представлява част от виртуална лабораторна среда, която е в процес на разработване и ще бъде на разположение на студенти и преподаватели през следващата учебна година. Целта на тази, а и на други разработки е да се улесни достъпът на студенти до лабораторната среда, да се повишат възможностите и качеството на подготовка, както и да се подобри процеса на обучение. Към момента описаното виртуално упражнение е в процес на тестване от студенти и специалисти. Резултатите от тестовете ще бъдат анализирани и ако е необходимо ще бъдат направени корекции с цел постигане на оптимална ефективност в работата на потребителите с виртуалното упражнение.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Rajiv Tiwari, Khilawan Singh, Virtualisation of engineering discipline experiments for an Internet-based remote laboratory, Australasian Journal of Educational Technology, 2011, 27(4), pp. 671-692

[2] Kamelia Yotovska, Asya Asenova, Methodological framework for design of m-learning course, Proceeding of the 11th International Conference on Challenges in Higher Education and Research in the 21st Century, June 4-7 , 2013, Sozopol

[3] Abul K. M. Azad, Ph.D., Internet-Based Laboratory Experiments: Exploring its Potential, Proceedings of The 2006 IJME - INTERTECH Conference

[4] www.ni.com достъпен на 28.04.2014 г.

[5] Н. Гуров, К. Гълъбов, Р. Делийски, А. Панделова, В. Славов, П. Цветков, Ръководство за лабораторни упражнения по Елекрически измервания – част 1, 7-мо допълнено и преработено издание, Издателство на ТУ-София, 2012

Автор: Владислав Славов, гл. ас. д-р, катедра „Електроизмервателна техника“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *v-slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Пламен Цветков

ОБОБЩЕНО ПРЕДСКАЗВАЩО УПРАВЛЕНИЕ ПРИ РАЗЛИЧНА СТЕПЕН НА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ В МОДЕЛА НА ОБЕКТА

Емил Гарипов, Величка Руйкова, Тодор Пелтеков

Резюме: *Статията изследва доколко точността на модела на обекта влияе върху качеството на управление посредством проектирания обобщен предсказващ регулатор. Идентификацията на обекта се извършва чрез оптимизационна процедура на базата на експериментално измерената преходна функция на обекта. За подходящ тестов пример са симулирани съответни системи за управление.*

Ключови думи: *идентификация с оптимизационна процедура, обобщен предсказващ регулатор, немоделирана динамика, степен на неопределеност*

GENERALIZED PREDICTIVE CONTROL FOR DIFFERENT PLANT MODELS UNCERTAINTY

Emil Garipov, Velichka Ruykova, Todor Peltekov

Abstract: *The paper presents investigation on the problem how far the plant model dynamical exactness has influence on the system properties by the designed generalized predictive controller. The plant identification is made using optimization procedure based on the experimental measured step response. The corresponding control systems are simulated for suitable test example,*

Keywords: *identification by optimization procedure, designed generalized predictive controller, unmodelled dynamics, uncertainty in the model*

1. Увод

През последните десет години обобщените предсказващи регулатори (GPCs – Genralized Predictive Controllers) [1,2] намират все по-широко приложение в реалните системи за управление (СУ). И макар, че тяхното разпространение е много далече от това на ПИД регулаторите, които реализират 93% от управленията на технологичните процеси, все пак GPC със своите модификации дават заявка за пръв претендент сред огромното разнообразие от закони за управление.

GPC принадлежат на класа на структурно-оптимизируемите регулатори, чиито структура и параметри зависят изцяло от модела на обекта на управление и от използвания конкретен метод за проектиране. Когато процесът е неизвестен, той трябва да се идентифицира на базата да събрани от обекта данни.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Съвременните методи за обработване на измерена информация обхващат двата аспекта на този процес: определяне на най-подходящата структура на модела (ред, чисто закъснение, такт на дискретизация и т.н.) и оценяване на параметрите в него. Най-близки до интуитивното възприемане на динамиката на обекта представляват непараметричните модели - преходни и тегловни функции, получавани експериментално на изхода на обекта след специфични изпитателни входни въздействия или след обработване на произволни по характер входно-изходни данни от обекта с апарата на корелационния анализ (напр. решаване на уравнението на Винер-Хопф). Този тип първични динамични описания подлежат на допълнителна обработка, за да се определят вторичните параметрични модели под формата на непрекъснати предавателни функции. Все повече се утвърждава оптимизационният подход за оценяване на параметрите на вторичните модели.

Може да се предположи, че всеки модел на процеса е неверен в по-голяма или по-малка степен. Следователно, проектираният за конкретен модел управляващ алгоритъм няма да има желаното поведение за реалния процес. За това е необходимо да се проверява дали преполагаемата стратегия на управление има удовлетворителни качества в условията на неточна информация за параметрите на процеса. Тези проверки най-лесно се извършват чрез симулирано изследване на СУ, което е предмет на настоящата статия.

В раздел 2 е представен алгоритъмът за проектиране на GPC. За да бъде изследвано влиянието на точността на модела върху качеството на сигналите в СУ, в раздел 3 е осъществена идентификация на динамичен обект от сравнително висок ред, за който се създава ограничен набор от модели с различни структурни параметри. След дискретизацията им се проектират съответни цифрови GPC и се демонстрира тяхното функциониране в тестова СУ на обекта в раздел 4. По този начин се изследва чувствителността в поведението на регулатора към точността на модела на управлявания обект.

2. Проектиране на обобщен предсказващ регулатор

Класическият GPC, предложен от Clarke [3], използва ***модел на управлявания обект*** от тип ARIMAX (CARIMA) с входен сигнал u, изходен сигнал y и описание

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})q^{-d}u(k-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta}\xi(k) \ , \qquad (1)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + ... + a_{n_A} q^{-n_A} \ , \ \ B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + ... + b_{n_B} q^{-n_B} \ ,$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + ... + c_{n_C} q^{-n_C} \ ,$$

където чрез $\Delta = 1 - q^{-1}$ се осигурява интегрално действие на регулатора, за да се премахнат (компенсират) нежелателните ефекти от появата на стъпални (товарни) смущения върху обекта, а чрез белия гаусов шум ξ се представя грешката в (1) при описание на обекта.

Целевата функция на управлението, която трябва да се минимизира, има вида

$$J(N_1, N_2, Nu, \lambda) = M\left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(k+i) - r(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{Nu} [\Delta u(k+i-1)]^2 \right\}, \quad (2)$$

където r е заданието в системата, векторът на управлението u съдържа първите разлики на сигнала. Законът на управление зависи от 4 настройваеми параметъра: N_1 е минималният хоризонт на предсказване, N_2 - максималният хоризонт на предсказване, N_u - хоризонтът на управление и λ – тегловен коефициент в управлението. Чрез тегловния коефициент $\lambda, (\lambda_{\max} < \lambda < 0)$ се разпределя (балансира) енергията на регулатора между две противоречиви цели: постигане на точност при отследяване на грешката в САУ ($\lambda \to 0$) и ограничаване на поведението на управляващия сигнал ($\lambda \to \lambda_{\max}$).

Основният набор от правила изисква затворената система с GPC да бъде устойчива, ако следните условия се удовлетворяват [4]:

$$N_1 \geq n_B,\ N_u \geq n_A,\ N_2 - N_u \geq n_B - 1,\ N_2 - N_1 \geq n_A - 1. \quad (3а)$$

За модели на обекта с чисто закъснение са показани в [5] друг набор от правила (неравенства)

$$N_1 \geq d + 1,\ N_2 \geq d + N = d + n_A - 1,\ N_u \geq N = n_A - 1. \quad (3б)$$

За да бъде решена оптимизационната задача, е необходимо да се определят предсказаните стойности на изходната променлива $[y(k+N_1), y(k+N_1+1), \ldots, y(k+N_2)]$, за което се използва следната процедура:

$$\hat{y}(k+i/k) = G_i(q^{-1})\Delta u(k+i-d-1) + y_0(k+i/k), \quad (4)$$

при условие, че величината $y_0(k+i/k)$

$$y_0(k+i/k) = \Gamma_i(q^{-1})u^f(k-d-1) + F_i(q^{-1})y^f(k), \quad (5)$$

се дефинира с филтрираните сигнали $u^f(k-d-1)$ и $y^f(k)$

$$u^f(k-d-1) = \frac{1}{C(q^{-1})}\Delta u(k-d-1), \qquad y^f(k) = \frac{1}{C(q^{-1})}y(k).$$

Допълнителните полиноми в (4) и (5) представляват решения на следните диофантови уравнения за $i = N_1, N_1+1, \ldots, N_2$

$$\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta} = E_i(q^{-1}) + \frac{q^{-i}F_i(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta} \quad \text{и} \quad \frac{E_i(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} = G_i(q^{-1}) + \frac{q^{-j}\Gamma_i(q^{-1})}{C(q^{-1})}, \quad (6)$$

Нека в (4) се формират следните величини:

$$y = \left[\hat{y}(k+N_1/k)\ \hat{y}(k+N_1+1/k) \ldots \hat{y}(k+N_2/k)\right]^T,$$

$$u = \left[\Delta u(k)\ \Delta u(k+1)\ ...\ \Delta u(k+N_u-1)\right]^T\ ,$$

$$f = \left[y_0(k+N_1/k)\ y_0(k+N_1+1/k)\ ...\ y_0(k+N_2/k)\right]^T\ .$$

Тогава (4) може да се представи в матричния вид

$$y = Hu + f \tag{7}$$

при положение, че елементите на H зависят от съответните членове в полиномите $G_i(q^{-1}) = g_0^{(i)} + g_1^{(i)}q^{-1} + ... + g_{i-1}^{(i)}q^{-i+1}$, $i = N_1, N_1+1, ..., N_2 - N_1 + 1$

$$H = \begin{bmatrix} g_0^{(N_1)} & 0 & \cdots & 0 \\ g_1^{(N_1+1)} & g_0^{(N_1+1)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{N_u-1}^{(N_u)} & g_{N_u-2}^{(N_u)} & \cdots & g_0^{(N_u)} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2-N_1}^{(N_2-N_1+1)} & g_{N_2-N_1-1}^{(N_2-N_1+1)} & \cdots & g_{N_2-N_1-N_u-1}^{(N_2-N_1+1)} \end{bmatrix}$$

$$\dim H = (N_2 - N_1 + 1) \times N_u .$$

За дефинираните в (7) величини се извежда следният матричен еквивалент на квадратичния показател (2)

$$J = (y-r)^T (y-r) + \lambda u^T u\ , \tag{8}$$

където $r = \left[r(k+N_1)\ r(k+N_1+1)\ ...\ \hat{y}(k+N_2)\right]^T$. Ако се отчете (8), това описание може да се представи като

$$J = \frac{1}{2}u^T L u + b^T u + f_0 \tag{9}$$

с елементи $L = 2(H^T H + \lambda I)$, $\quad b^T = 2(f-r)^T H$, $\quad f_0 = (f-r)^T (f-r)$.

При предположение, че няма наложени ограничения върху управляващия сигнал, минимумът на (9) се намира като се положи градиентът на J да е равен на нула. Това води до оптималното решение

$$u = -L^{-1}b = (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T (r - f) .$$

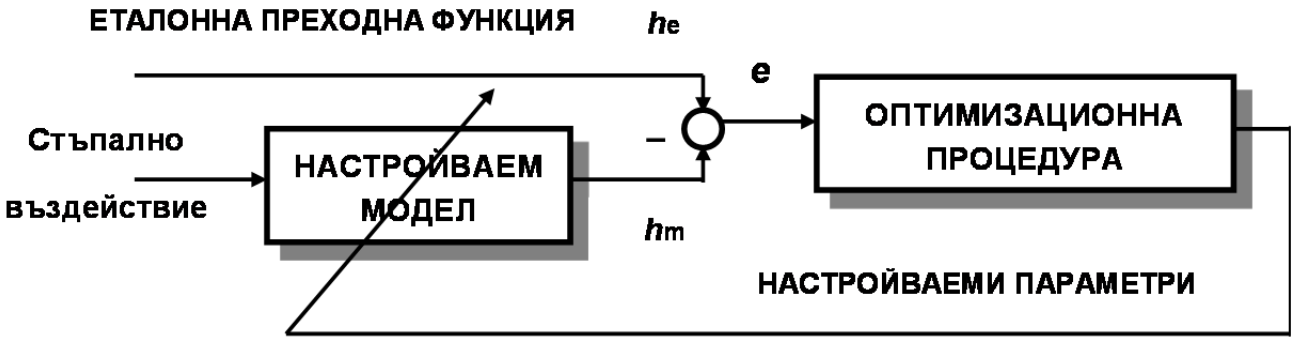
Нека не се забравя, че само първият елемент на вектора на решението $u(1) \equiv \Delta u(k)$ се използва, т.е. проектираният регулатор осигурява едностъпково предсказване на изходната величина на САУ посредством управляващия сигнал

$$\Delta u(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T (r - f) = \mu^T (r - f) , \tag{10}$$

където $\deg \mu = \deg r = \deg f$. Многостъпковото предсказване на изхода (регулируемата величина) се осъществява като непрекъснато повторение на така описаната процедура на проектирането на всеки следващ такт на времето, което означава многократно да се решава (10) с обновяване само на векторите r и f.

3. Идентификация на обекта [6]

Подходът за определяне на коефициентите на параметричен модел с конкретно избрана структура, заместващ изследвания динамичен обект, се основава на изискването преходна (тегловна) функция на модела *hm* да бъде максимално близка с еталонна (най-често експериментално измерена) преходна функция на обекта *he* при едни и същи условия за формирането им. Така в една оптимизационна процедура последователно се търсят най-добрите настройки на модела, които реализират тази близост. Реализирането на процедурата в схемата на фиг.1 се извършва, след като се уточнят следните показатели:



Фиг.1. Схема на оптималната настройка на параметрите на модела

- структура на модела във вид на непрекъсната предавателна функция;
- вектор с настройваемите параметри $\theta = [k, T_1, T_2, ..., \tau]^T$.
- настройваема преходна функция на модела $h_m(k)$;
- вектор на грешката $e(k)$ като мярка за близостта между еталонната преходна функция $h_e(t)\Big|_{t=kT_0} \approx h_e(kT_0) \equiv h_e(k)$, $k = 0,1,2,...,N$, $NT_0 = T$ и настройваемата преходна характеристика на оптимизируемия модел $h_m(k)$ за конкретни стойности на вектора на параметрите, определени от предходната стъпка на оптимизационната процедура. Това е необходимо, за да се формира векторът $e(k) = h_e(k) - h_m(k)$ в показателя на оптимизацията $J(e) = \sum_{k=0}^{N} e^2(k)$;
- условия на оптимизацията. За целта се уточняват характеристиките на оптимизационната процедура: алгоритъм, ограничителни условия, брой на стъпките (итерациите), достижима точност на решението и др.

4. Експериментални изследвания

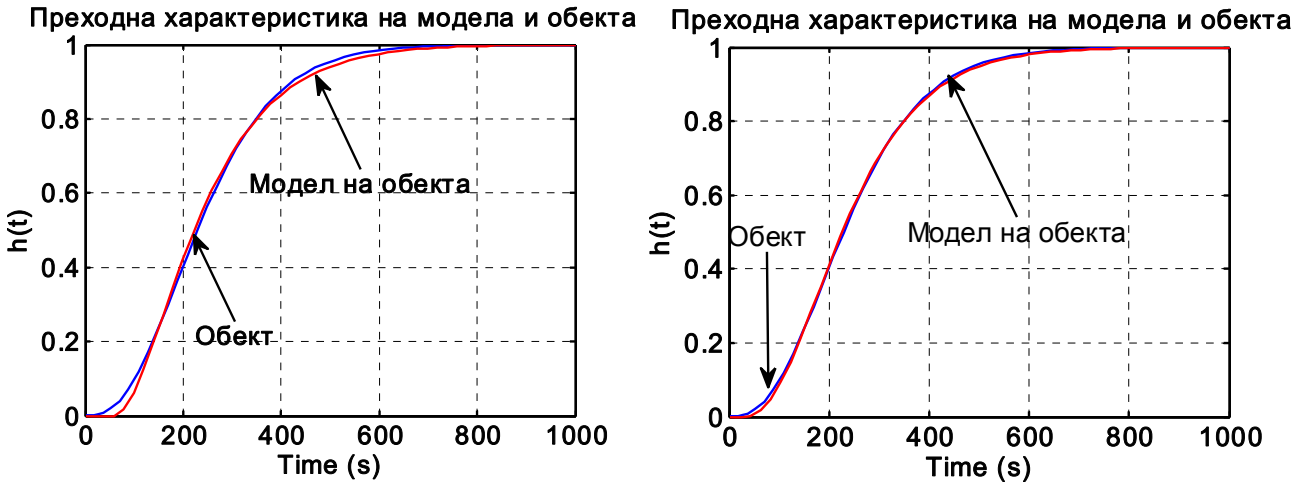
Влиянието на точността на моделите върху качеството на процесите в системата за управление са изследвани за динамичен обект от вида

$$W(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{(1 + 13.81s)^2(1 + 18.4s)}{(1 + 59s)^5} e^{-20s}$$

За нуждите на идентификационната процедура е изведена преходната функция на обекта, която се приема за еталон в схемата на фиг.1. Последователно се извършва оптимално настройване на коефициентите в модели от вида

$$W_m^{(i)}(s) = \frac{(1+T_{B,1}s)(1+T_{B,2}s)\dots(1+T_{B,i-1}s)}{(1+T_{A,1}s)(1+T_{A,2}s)\dots(1+T_{A,i}s)} e^{-L_i s} \qquad i = 2,3,4,5 \text{ и } 6.$$

Оценката на качеството на получените модели се извършва визуално чрез съпоставяне на преходната функция на обекта с тази на всеки модел (фиг.2).



(а). модел от ред 2 (а). модел от ред 3

Фиг.2. Съпоставка на преходните функции на обект и модел (почти идентични, съответно, за модели от 4, 5 и 6 ред)

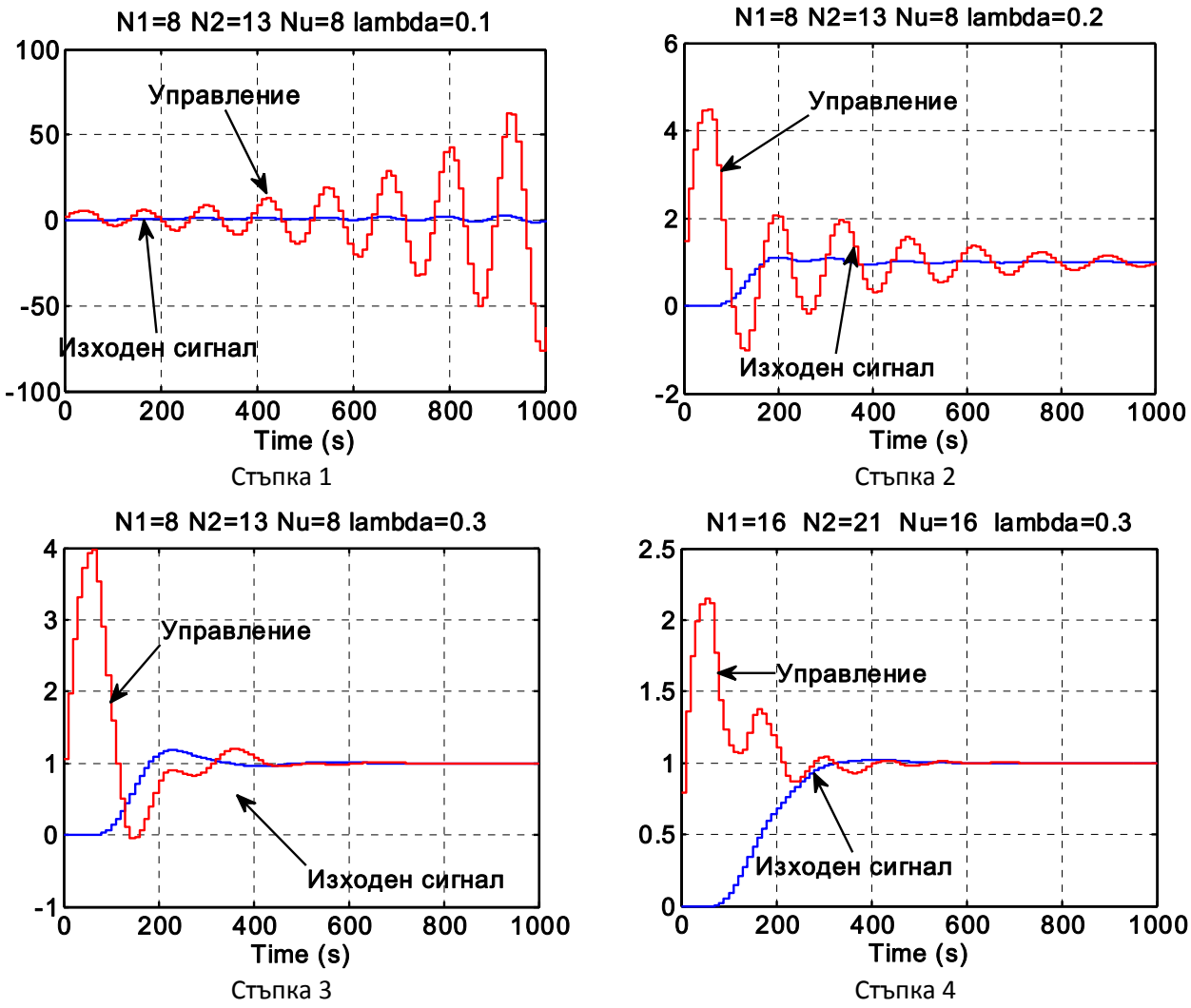
За нуждите на проектирането на цифров регулатор са необходими дискретни еквиваленти на моделите от табл.1 с подходящ такт на дискретизация, който за динамиката на изследвания обект е T0=10с. За всеки от дискретните модели се активира функцията c_gpc [7].

Проектираните елементи на GPC се тестват в схема за симулиране на системата за управление с обекта. Получените резултати показват силната зависимост на качеството на системата от параметрите за настройване, според показателя (2).

На фиг.3 е предложена последователност от действия в няколко стъпки, препоръчвани от авторите към проектантите на GPC.

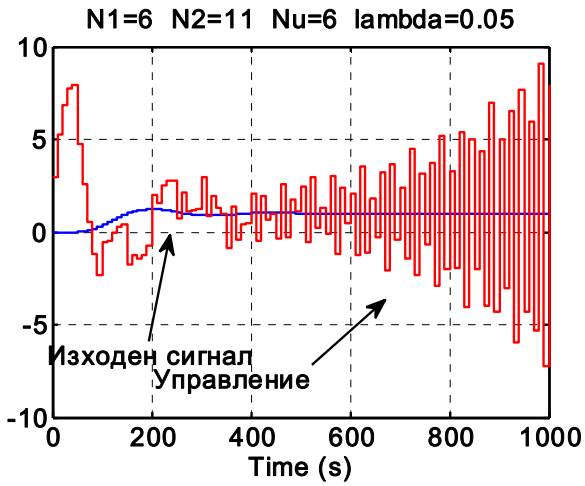
Наблюдава се преход от неустойчив в устойчив режим с нарастване на коефициента λ (Стъпка 1 и 2). Така се увеличава ограничението върху управляващия сигнал, което подобрява качеството на функциониране на системата.

С увеличаване на стойностите на хоризонтите (Стъпка 3 и 4) се постига приемливо поведение на сигналите – повече от двукратно по-бързо установяване на преходната функция на затворената система в сравнение с тази на обекта.

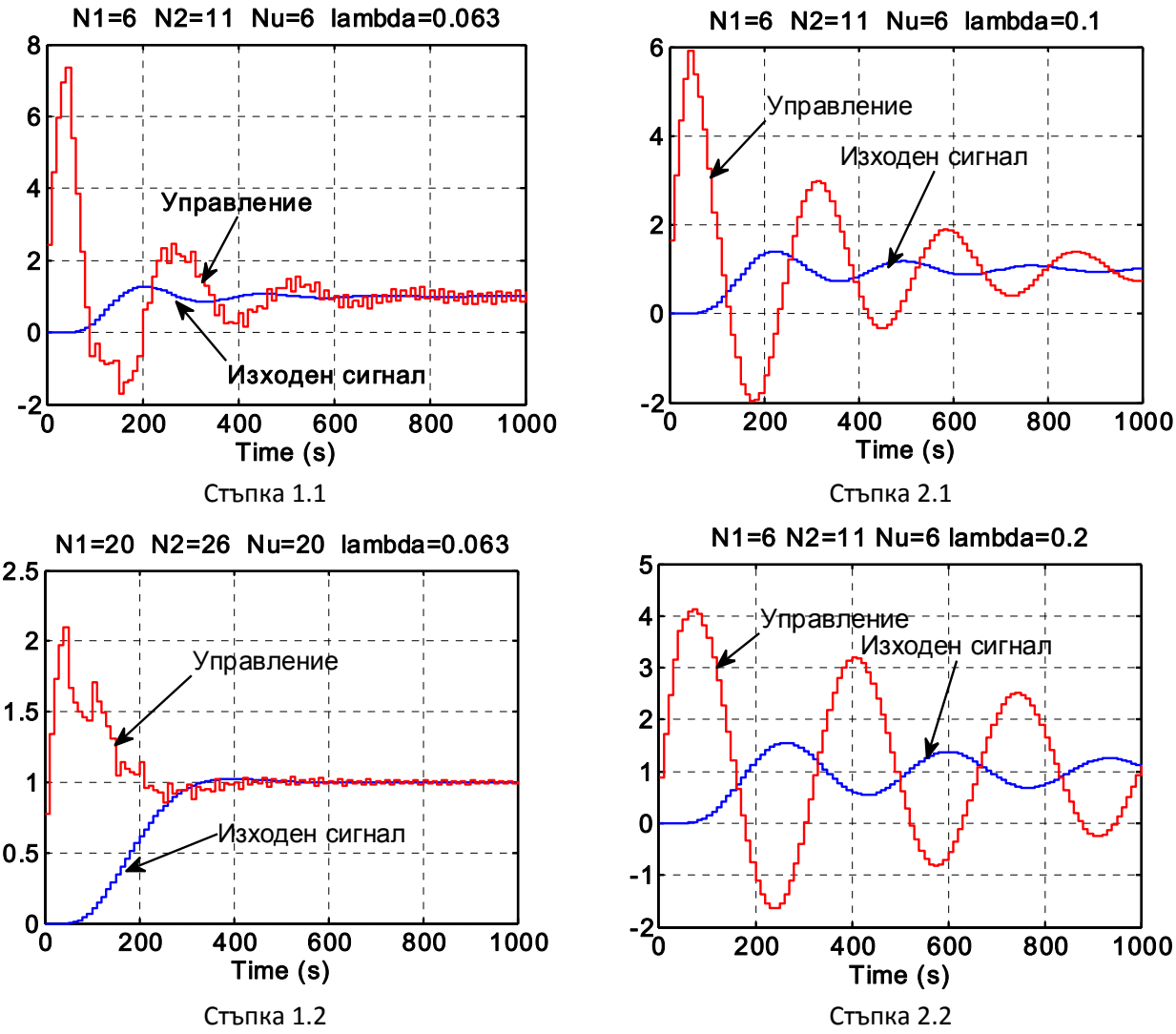


Фиг.3. Избор на настройваеми параметри за модел на обекта от ред 2

На фиг.4 са представени сигналите в система с GPC, проектиран за модел от ред 3, с начално състояние малко над границата на устойчивостта. Достигнат е пределът на стойността на λ, защото с увеличаването му (Стъпки 2.1 и 2.2) неустойчивостта на системата расте. Функционирането на системата се подобрява с увеличаване на стойностите на хоризонтите (Стъпка 1.1 и 1.2)



Начално състояние при Модел от ред 3



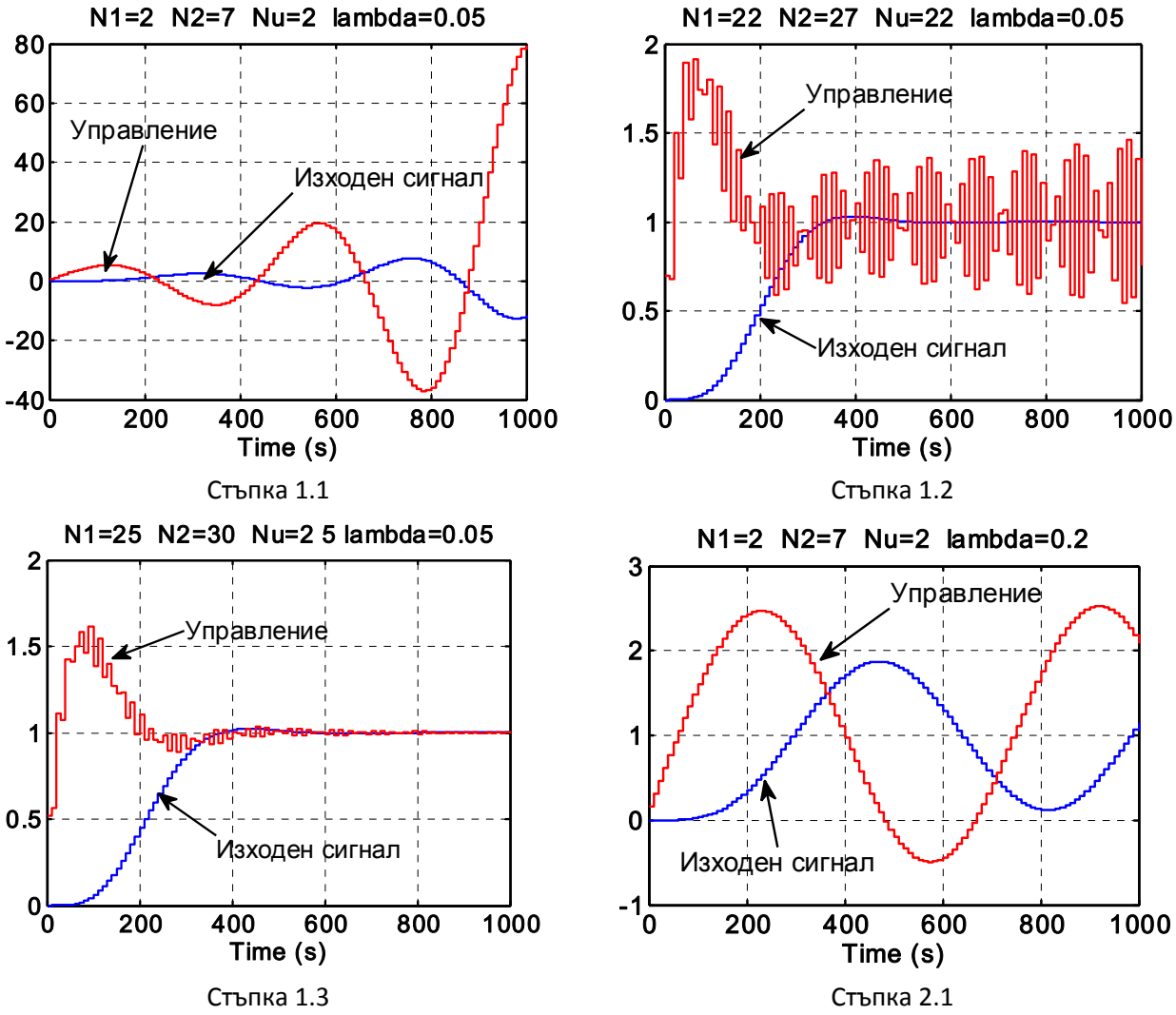
Фиг.4. Избор на настройваеми параметри за модел на обекта от ред 3

Ефективността на авторските предложения за манипулирането с настройваемите параметри се потвърждава и с резултатите от използване на модел от ред 5, дадени на фиг.5.

Тук може да се разшири методиката за проектиране на GPC с предложение за последователно настройване на λ и на параметрите на хоризонтите, защото оптималните им стойности се преместват след всеки опит за подобрено проектиране (вж. Стъпка 1.2 и 1.3).

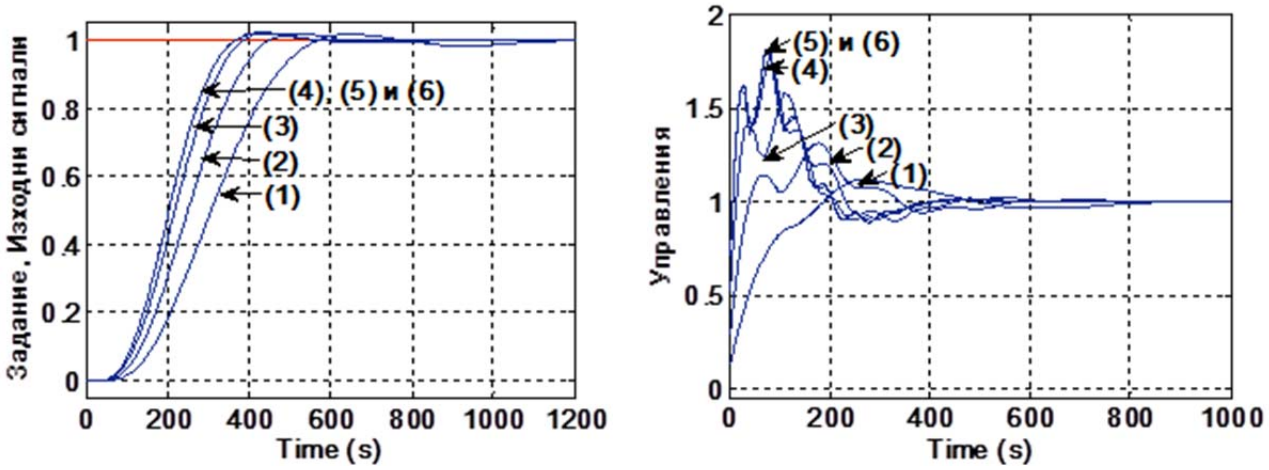
Демонстрираните резултати на фиг.3, фиг.4 и фиг.5, които създадоха условия за формулиране на направените в статията методика за проектиране на GPC, са получени след ***ограничаване на времеконстантите в числителите*** $T_{B,i} \leq 8$ ***на съответните непрекъснати предавателни функции*** на моделите от идентификацията в раздел 3.

Това интуитивно решение доведе до ускоряване на процесите в система за управление и до намаляване на неустойчивостта в сравнение с резултатите, които се получават при проектирането на регулаторите със стандартните модели, особено с тези от висок ред.



Фиг.5. Избор на настройваеми параметри за модел на обекта от ред 5

На фиг.6 са демонстрирани СУ с GPC, проектирани за модели с полином от нулев ред в числителя. Показаното поведение демонстрира извода, че качеството на GPC се определя от сложна комбинация от настройваеми коефициенти и зададени или оценени модели с различна точност на представяне на динамиката на обекта.



Фиг.6. Сравнителен анализ на сигналите в проектираните системи за модели с полином от нулев ред в числителя и полином от посочения ред в знаменателя

5. Заключение

Представените изследвания в статията показват, че няма еднозначно действащи фактори за проектиране на качествени системи за управление с обобщен предсказващ регулатор. Необходимо е да се активира предложената методика за обекти с друга динамика, да се изследва влиянието върху сигналите на нулите и полюсите на моделите, както и на честотните им характеристики.

Благодарности

Изследванията в тази статия са извършени по проекти ДДВУ 02/80 и ДНТС Словакия 01/9, финансирани от Фонд „Научни изследвания".

Литература

1. Robert Haber, Ruth Bars, and Ulrich Schmitz. Predictive Control in Process Engineering, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2011

2. Tatjewski, P. Advanced Control of Industrial Processes, Spring-Verlag, London, 2007

3. D.W. Clarke, C. Mohtadi, and P.S. Tuffs. Generalized predictive control, Part I: Basic algorithm and Part II: Extensions and interpretations. Automatica, 23:137–160, 1987

4. Bao-Cang, Ding. Modern Predictive Control, Taylor and Francis Group, 2010.

5. Normey-Rico, J. E, Camacho, E. F. Control of Dead-time Process, Springer, 2006

6. Гарипов, Е. Идентификация на системи-ч.1(III издание). ТУ, София, 2007

http://lorca.umh.es/isa/es/asignaturas/cas/

Автори: Емил Михайлов Гарипов, проф. д-р, катедра „Системи и Управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *emgar@tu-sofia.bg*; Величка Руйкова, ас. инж., МГУ; E-mail address: *villipiar@abv.bg*; Тодор Пелтеков, студент, ФА, ТУ-София; E-mail address: *todor_peltekov@abv.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Теофана Пулева

СИМУЛАЦИЯ НА ЕНЕРГИЙНАТА КОНСУМАЦИЯ ЗА ЦЕЛИТЕ НА УПРАВЛЕНИЕ И ИКОНОМИЯ НА ЕНЕРГИЯ В ОБЩЕСТВЕНА СГРАДА

Емануил Марков, Иван Евг. Иванов

Резюме: *В работата е разгледан подход за изграждане на система за управление и симулатор на обекта чрез един и същ програмен генератор. Разгледани са предимствата на този подход при симулация на големи разпределени обекти за управление и е обсъдена една конкретна реализация.*

Ключови думи*: програмна генерация, полу-натурна симулация, компонентен модел на система за управление.*

SIMULATION OF ENERGY CONSUMPTION FOR PREDICTION OF EFFICIENT ENERGY CONTROL IN A BUSINESS BUILDING

Emanuil Markov, Ivan Evg. Ivanov

Abstract: *In this paper is presented an approach for component-based program generation of both control system and object simulator. An implementation of the presented method for control and simulation of energy consumption for a business building is presented.*

Keywords*: program generation, component-based approach, semi-natural simulation.*

I. Увод

Управлението на енергопотреблението в бизнес сграда е сложна задача. Тази задача става още по-сложна при поставени изисквания за оптимизация на разхода на енергия. Тук се има предвид намиране на „най-добро“ решение по критерий „минимален разход на енергия без загуба на комфорт“, реалното постигане на тази задача представлява сериозна трудност. В представения материал ще бъде разгледано едно решение за контрол върху енергопотреблението в бизнес сграда в гр. София с цел минимизация на разхода на енергия, следене, отчитане и ограничаване на консумацията на индивидуалните потребители и други подобни.

Ще бъде разгледана и реализация на полу-натурен симулатор на управляваните енергийни подобекти с цел настройка на управлението в симулационна среда. Цялото изложение ще се базира на използване на компонентен подход на проектиране, конфигуриране и реализация на управляващата система и на симулатора на обекта за управление.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

II. Постановка на задачата

Поставената за решаване задача включва:

- Управление на осветление на цялата сграда (поддържащо ръчен режим – управление с ключове и автоматичен режим (от SCADA системата на сградата). Автоматичният режим включва базово управление по часове в посетените зони и вкл./изкл. при преминаване в сервизните зони, така също автоматичен режим базиран на сценарии, които се активират в определено време от деня – примерно на обяд се засилва осветлението около обектите за хранене, вечер се включват външните светлини);
- Управление на автоматични прекъсвачи на всеки търговски обект в сградата;
- Събиране на данни от електромерите и водомерите на всеки от търговските обекти;
- Генериране на месечни сметки за ток и вода на база направените отчети;
- Генериране на аларми при консумация на вода извън работно време;
- Генериране на аларми при консумация на електроенергия на определен лимит на мощност извън работно време;
- Следене на състоянието и управление на прекъсвачите на ескалаторите;
- Отчитане на общите електромери на сградата (това включва над 30 параметъра - мощност, моментна консумация и пр.);
- Управление на вентилацията, предназначена за аварийни ситуации (пожар и т.н.);
- Планиране и предсказване на консумация с цел оптимизиране на разходите на електроенергия и нейното заплащане;
- Ограничена е максималната консумация на сградата;
- Създаване на постоянен запис (log) от функционирането на отделните системи и действията на операторите.

Сградата има интелигентна климатична система, чиято работа се отчита от SCADA системата за контрол на електроенергията, но не се управлява от нея. Изключение правят аварийните режими (пожар и подобни).

Разглежданата бизнес сграда има над 150 точки за следене (включващи електромер, водомер и автоматичен прекъсвач), 100 кръга на осветление, 8 ескалатора, 8 аварийни вентилатора, над 10 водонапорни помпи, над 250 противопожарни сензора, общи интелигентни (smart) електромери, над 50 вентилационни клапи. Използваните сензори и изпълнителни механизми са от смесен тип – има и интелигентни (smart) устройства, и прости сензори и механизми.

Големият брой от входни и изходни точки и множеството различи по своя характер задачи, които е трябвало да бъдат решени прави невъзможно простото решение със система за управление на едно ниво. Класическото решение при този клас задачи се е наложило от години и представлява йерархична система за управление на няколко нива.

Заедно с реализацията на системата за управление трябва да бъде реализиран и симулатор на обекта с цел настройка на управляващата част и анализ на възникнали грешки и особени ситуации.

III. Обща структура на системата и на симулатора

Структурата на реализираната системата за управление представлява класическа йерархична система на три нива. Принципната схема е показана на фиг.1. Първото ниво на системата включва програмируеми контролери (PLC) от висок клас с голям брой входове и изходи. Поради различният характер на сигналите и ограниченията за включване на периферни модули към PLC, те са разделени по признак В/И периферия, а не по класическите признаци на затворени подобекти. Така те се разделят на контролери за управление на осветлението, контрол и управление на прекъсвачите, отчитане на електромери и водомери, контрол на ескалатори и аварийни вентилатори и, естествено, т.нар. „разни“.

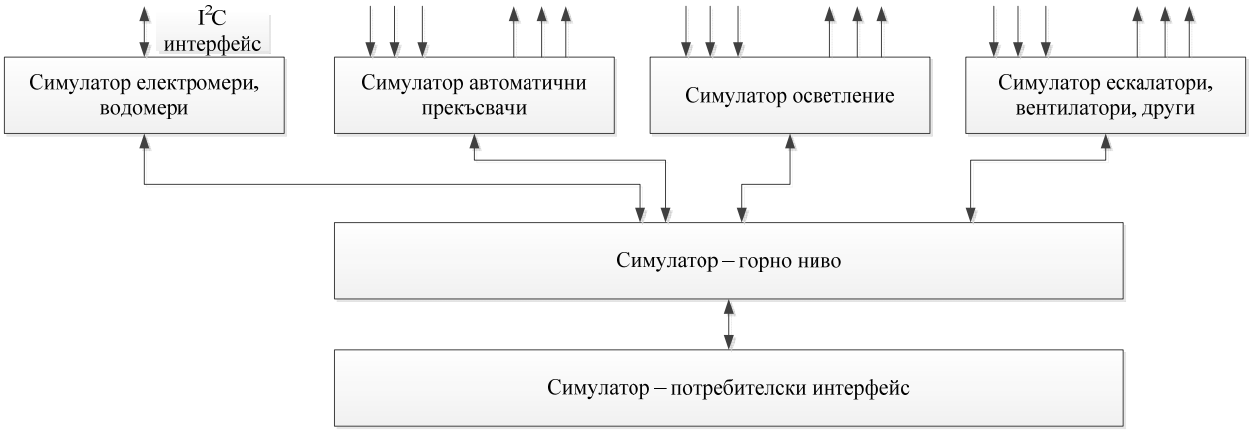
Второто и трето ниво се реализират от различни логически слоеве, конфигурирани в използваната SCADA система.

Цялостната реализацията е направена с програмен генератор на управляващи системи PrGen.

Реализираната SCADA система включва интерпретатори на логиката на различните нива на управление (реализиран върху индустриален PC компютър с Windows) с Modbus UDP връзка с контролерите от долно ниво.. Логиката за следене и управлението на осветлението, ескалаторите, прекъсвачите, вентилатори и пр. на всеки обект, както и сценариите на поведение се реализират чрез програмния генератор. Задачата е решена много бързо, поради възможността да се направи логически шаблон за всеки обект (осветление, прекъсвач и т.н.) и да се размножават на обектите, като се налага само промяна на комуникационните адресите.

Фиг.1. Система за управление с три нива на управлението

Крайната конфигурация има над 3000 функционални блока [1] в общо седем изчислителни и три логически конфигурации на ниско ниво, а така също система за управление на логиката на второ и трето и ниво и система за управление на базата с данни. Създадена е MySQL-ориентирана библиотека от функционални модули, за да се реализира пълен дневник в базата данни за всички събития, аларми, показанията на измервателните уреди и управления. На същия принцип е реализиран и потребителски интерфейс на операторите. Основен интерес тук представлява реализацията на симулатора на обекта. Както вече беше посочено, обектът е сложен разпределен дискретно-събитиен обект с включени аналогови входни величини и наличие на подобекти от аналогов тип с локално управление и възможност за комуникация със системи от горно ниво (тук това е реализираната SCADA). Изграждането на пълен симулатор на обекта е задача, чийто мащаб би надхвърли 10-20 пъти обема на системата за управление като сложност и цена. поради тази причина беше реализиран частичен симулатор, включващ както компютърни симулации, така и връзка с реални части на системата, изведени като лабораторни елементи. Като компютърна симулация са реализирани приборите, които оригинално комуникират с контролерите чрез MBUS протокол, тъй като реализирането на MBUS-slave е трудоемко и не отговаря на поставените задачи. Използвана е система за симулация, чиято структурна схема е показана на фиг.2.

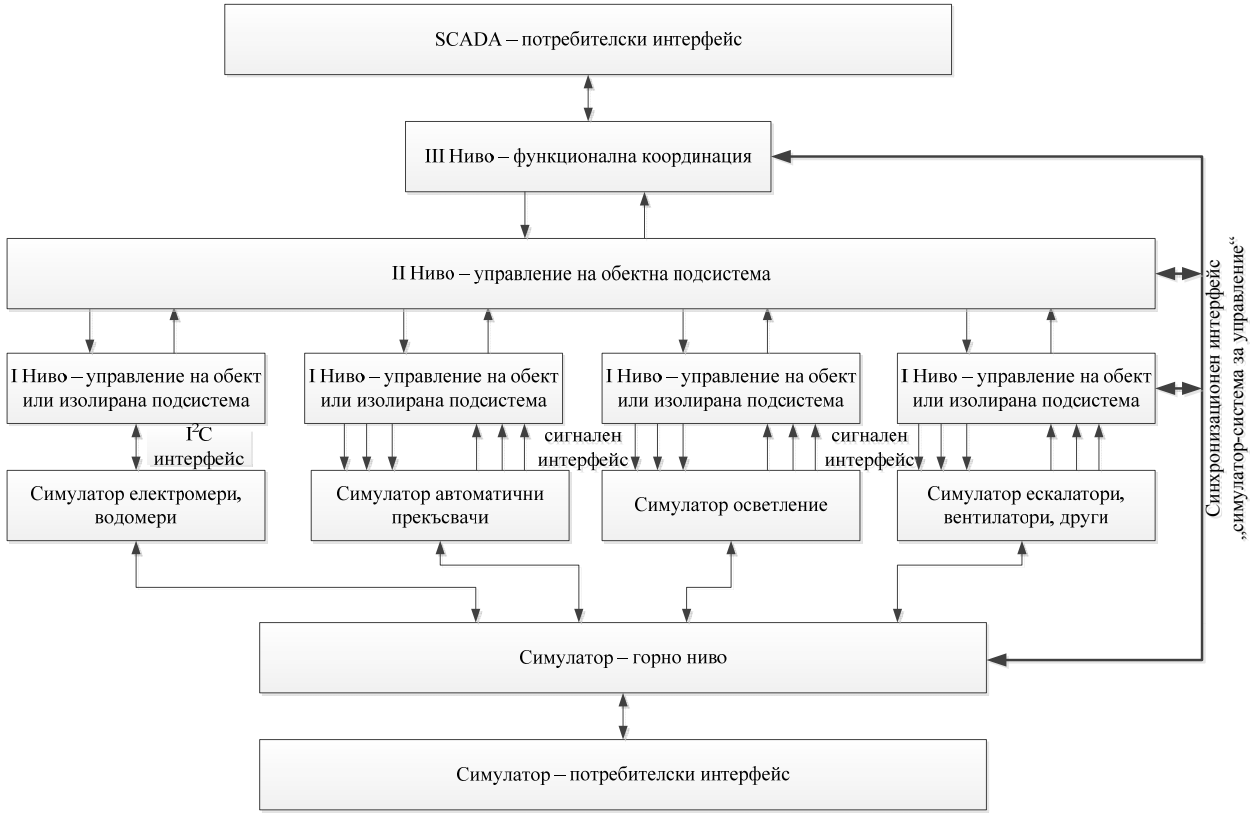


Фиг.2. Структура на системата за симулация на обекта

Протоколът е симулиран, като на MAC ниво е реализиран I2C протокол, а на горно е реализиран функционалния слой на MBUS. От страната на управляващата система за целите на симулацията са използвани са PLC, с модули за I2C протокол, вместо MBUS. По този начин са симулирани електромерите и водомерите. Навсякъде за симулатора са използвани едноплаткови контролери RENESAS 16C28 с подходяща разработена за случая процесна периферия.

Автоматичните изключватели и симулацията на осветлението са реализирани по същия начин. Особеното тук е връзката между едноплатковите контролери, симулиращи електромери и тези, симулиращи осветление и изключватели. При включване на определен кръг от осветлението се симулира отчитане от съответния електромер. Чрез подобна структура се симулира ескалатор, вентилатор, клапан и всички други елементи на системата. Групата от едноплаткови контро-

лери реализира функциите си на базата Операционна Система за Реално Време, изпълняваща интерпретатор на генерираната система за управление (тук симулация). Използва се същия програмен генератор, но платформата за реално време е различна от тази на управляващата система. Едноплатковите контролери са свързани към система от горно ниво, поддържаща потребителски интерфейс и позволяваща както отчитане на получаваните и подавани сигнали, така и командите на оператора. През операторската система е възможно да се наблюдава поведението на симулирания обект и да се подават команди за модифициране на неговото поведение. Така могат да се симулират аварии и особени ситуации.



Фиг.3. Структурата на цялостната система „симулатор-система за управление“

Друга много важна възможност, породена от факта, че за изграждане на системата за управление и на симулатора се използва един и същи програмен генератор и оттам – наличие на идентичност във вътрешно-системните интерфейси на двете части на системата е възможността за сигнално свързване на управляващата система и на симулатора с цел преминаване към работа в не-реално (машинно) време. Тази изключителна възможност позволява стъпково и всякакво подобно изпълнение на дейностите на системата за управление и на обекта (симулатора), включително на аналоговите входни/изходни канали. Подобна конструкция позволява както стъпкова настройка на програмите за системата за управление, така и настройка на структурата и поведението на самия симулатор. Едно от основните предимства на тази архитектура е и възможността за зареждане на предварително зададен контекст (получен от реалната работа на системата за управление) с цел анализ на поведението, на грешки и на особени ситуации. Структурата на цялостната система „симулатор-система за управление“ е показана схематично на фиг.3. При цялостната си работа системата за управле-

ние функционира чрез реалния си хардуер и при пълна работа входно-изходната ѝ част (т.е. все едно е свързана към реалния обект). Симулаторът е компютърно базиран, но основната процесна периферия отговаря електрически и функционално на интерфейса на реалния обект. Така се реализира т.нар. „полу-натурна“ (semi-natural) симулация, позволяваща максимално точно приближение до работата на естествения обект с избягване на възможностите за скъпоструващи и опасни аварии.

IV. Заключение

В статията е разгледано реализиране на система за управление и симулатор на обекта за управление на базата на компонентен подход, идентичност на начина на реализация на двата елемента – „обект-система за управление“ и контрол на поведението им заедно и поотделно. Беше демонстрирано как този подход е използван при реализацията на управлението на енергопотреблението на бизнес сграда и как на негова основа е създадена възможност за анализ както на поведението на управляващата система, така и на обекта на управление с цел контрол и минимизация на разхода на електроенергия. На същи принцип [4] и при използване на същия програмен генератор PrGen са реализирани и други системи за управление и симулатори на обекти [1][2][4].

V. Благодарност

Части от разработките по програмния генератор PrGen, системи за управление на разпределени системи и симулатори, базирани на него, са реализирани в рамките на проект ДРНФ 02/3-2009 на Фонд „Научни изследвания“ на МОН.

Литература

1. Emanuil Markov, Ivan Evg. Ivanov, Vesselin Gueorguiev, A Program Generator Architecture, DESE 2011, Dubai, UAE, December 2011
2. Nikolay Baldzhiev, Velizar Bodurski, V. Gueorguiev, I. E. Ivanov, Implementation of Objects Simulators and Validators using Program Generation Approach, DESE 2011, Dubai, UAE, December 2011
3. Александър Димов, Иван Евгениев, Разработка на адаптиращи се вградени системи, Годишник на Технически Университет - София, т. 62, кн.1, 2012, стр. 133-140
4. Dimov A., I.E. Ivanov and K. Milenkov, "Component-based Approach for Distributed hard Real-time Systems", Information Technologies and Control, 2, 2005
5. O. Benedettini, B. Tjahjono, "Towards an improved tool to facilitate simulation modeling of complex manufacturing systems". 2008, International Journal of Advanced Manufacturing Technology 43 (1/2): 191–9
6. Gabriel A. Wainer , Discrete-Event Modeling and Simulation: a practitioner's approach. CRC Press, 2009

Автори: Емануил Марков, асистент, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *markov@tu-sofia.bg*; Иван Евгениев Иванов, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *iei@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Георги Ружеков

МОДЕЛНО БАЗИРАНА ДИАГНОСТИКА НА НЕИЗПРАВНОСТИ. ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ СЛЕДЯЩА СИСТЕМА - ЧАСТ I

Александър Ищев

Резюме: *В тази статия се разглеждат четири метода за моделно базирана диагностика на неизправности: чрез проверка на ограничения, чрез използване на рекурсивна идентификация, чрез използване на уравнения на подобие и чрез използване на наблюдатели на състояние. Задачата е представена както в общ вид, така и за конкретна серво система. Формирани са остатъци, т.е. разликата между измерена стойност на изходния сигнал и изчислена на базата на модел. Синтезирани са и структурирани остатъци, които позволяват коректно откриване и изолиране на неизправности. Разгледани са най-често срещаните неизправности - в измервателни и в изпълнителни устройства. Проведени са реални експерименти с лабораторен стенд. Получените от експериментите резултати са дискутирани и анализирани.*

Ключови думи: *диагностика на неизправности, проверка на ограничения, идентификация, уравнения на подобие, наблюдатели*

MODEL BASED FAULT DIAGNOSIS. APPLICATION WITH SERVO SYSTEM - PART I

Alexandar Ichtev

Abstract: *In this paper four methods for model based fault diagnosis are discussed. They feature limit checking, use of recursive identification, special parity relations and state observers. The problem is stated in general form one as well as discussed for a specific servo system. The residuals are formed as a difference between the measured values of the output of the system and calculated one, based on a corresponding model. Structured residuals are designed as well. They allow correct fault diagnosis and fault isolation. Fault in the most common locations, i.e. sensor faults as well as actuator faults are considered. Real live experiments with a laboratory setup are carried out. The obtained results are analyzed and discussed.*

Keywords: *fault diagnosis, limit checking, identification, parity relations, state observers.*

1. Въведение

В последните десетилетия се наблюдава засилване на изискванията към системи работещи в различни условия. За да се удовлетворят тези изисквания, се проектират все по-сложни системи - с повече датчици, изпълнителни устройства и

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

компоненти. В резултат на това се увеличава вероятността за поява на неизправност. От друга страна се повишават изискванията за безопасност. За да се удовлетворят тези изисквания, при автоматичните системи е необходимо да се използват надеждни подходи за диагностика на неизправности.

В тази статия се има предвид дефиницията на техническия комитет на IFAC [1]: „Неизправност е непозволено отклонение на поне едно характерно свойство (особеност) на системата от допустимото, обичайното, стандартно състояние".

Разглеждат се две от най-често срещаните неизправности - неизправност в датчик и неизправност в изпълнителни устройства. Особено опасно за една система за автоматично управление е неизправност в датчик, поради факта, че дори малко отклонение от правилното измерване принуждава системата да работи в нежелан работен режим. Добре известен факт е, че с течение на времето датчиците могат да отместят своето показание или да бъдат повлияни от околната среда. За надеждна диагностика е необходимо да се използват датчици, които функционират по различни физични принципи, за да се верифицират техните измервания. Друга възможност е да се използва математичен модел на обекта и на базата на него и на други измервания може да се реконструира измерваната променлива.

В статията е отделено специално внимание на надеждността на алгоритмите за откриване на неизправности. В последствие резултатите, получени от системата за диагностика, може да се използват за промяна на управляващото устройство или за реконфигуриране на системата [2, 3]. От съществено значение е да не се генерират грешни аларми, т.е. алгоритмът за диагностика не трябва да индицира неизправности когато в системата няма такива. Не трябва да има и пропуснати аларми, т.е. ситуация при която е настъпила неизправност в системата, но алгоритмът за откриване на неизправности не я е открил.

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Настоящата е първата и обхваща въведението, описанието на четири от най-често използваните методи за моделно базирана диагностика, разглежданата постановка и описанието на лабораторният стенд. Във втората част са представени резултатите от проведените лабораторни изследвания с които се онагледяват представените методи и се прави анализ и сравнение между тях. Също така във втората част на тази статия са поместени заключението и библиографията.

2. Откриване на неизправности чрез проверка на ограничения

Най-често прилаганият метод за откриване неизправности е чрез проверка на така наречените ограничения на измерваните променливи. Основното предимство на този метод е в неговата простота, поради което се използва в повечето системи за диагностика.

Нека означим измерваната променлива на обекта с $y(k)$ в дискретният момент k. Проверката на ограниченията се осъществява чрез следенето на $y(k)$ и проверката дали тя излиза извън предварително зададени граници. В общият случай се поставят минимална и максимална граници

$$y_{min} < y(k) < y_{max} \,. \quad (1)$$

Предполага се, че при работа в номинален режим (при отсъствие на неизправности) измерваната величина $y(k)$ е в допустимата зона, а при поява на неизправност излиза извън нея, т.е. тези граници задават допустимите работни условия. Стойността на променливата $y(k)$ не може да бъде точно изчислена на базата на модел на обекта, т.к реалните системи са подложени на шумове и смущения. Поради тази причина се използват прагови стойности. Тези прагове се избират основно на базата на опита на проектанта. С тяхна помощ се постига компромис между ранно откриване на неизправности от една страна и грешни аларми, предизвикани от изменения на променливата при нормални работни условия. Ограниченията могат да са твърде широки, ако системата е подложена на силни шумове или се наблюдават промени на измеримата променлива в следствие на промяна на работното задание. Поради тази причина проверката на ограниченията се използва предимно при системи с постоянно задание.

Наблюдаваната променлива е случайна величина със средна стойност

$$\mu = \mathrm{E}\{y(k)\} \quad (2)$$

Откриването на неизправност може да се основава на констатиране на промяна на средната стойност след момента на настъпване на неизправност. В експерименталната част (втората част на тази статия) за да се определи средната стойност, се използва рекурсивен алгоритъм с фактор на забравяне $\lambda < 1$.

$$\hat{\mu}_y(k) = \lambda \hat{\mu}_y(k-1) + (1-\lambda)y(k) \quad (3)$$

Използването на рекурсивен алгоритъм е наложително, т.к. при диагностиката на неизправности е необходимо да се прави проверка за всяка стойност на k.

Повечето от системите за автоматично управление се базират на управление в затворен контур. При тях възникват затруднения при откриването на малки неизправности в изпълнителни устройства и в обекта. Това се дължи на факта, че с обратната връзка управляващото устройство компенсира до голяма степен както шумовете и смущенията, така и ефекта от неизправностите. Още по-неприятни последствия се получават при неизправностите в датчик понеже управляващото устройство, в стремежа си да преведе измерения изход в съответствие с заданието, ще накара системата да работи в нежелан режим. За преодоляване на горните проблеми се препоръчва използване на допълнителна информация, например, за управляващата променлива $u(k)$. По аналогия с изходната променлива и за управляващия сигнал може да се предвиди проверката на ограничения.

$$u_{min} < u(k) < u_{max}. \quad (4)$$

Използването на такава проверка е пояснено допълнително при разглеждането на примера в раздел 9.1, където теоретичните заключения са подкрепени с експерименти.

3. Диагностика чрез идентификация

За целите на управлението на една автоматична система е от съществено значение да се познава точният модел на обекта. Поради тази причина за повечето обекти се прави идентификация. Тази процедура може да бъде използвана и за

целите на откриването и изолирането на неизправности, т.к. някои от параметрите се променят в следствие на настъпването на неизправност [2, 4]. В този случай откриването на неизправности се свежда до сравняване на оценените параметри с такива, получени при работа с номинален обект.

Предполага се, че обектът може да бъде описан с линейно диференчно уравнение от вида

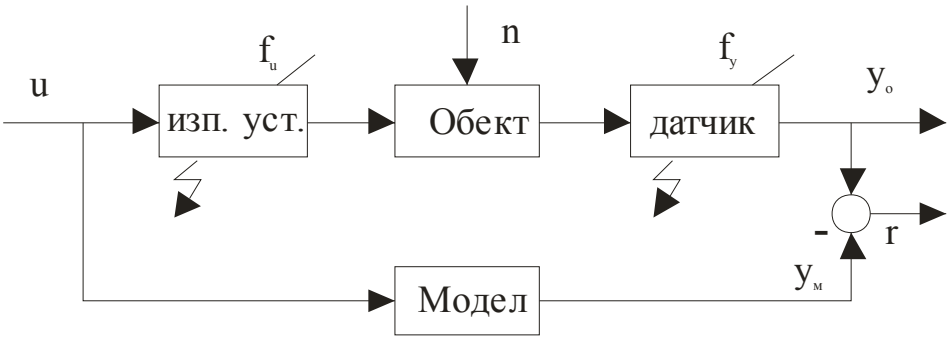
$$y(k) + a_1 y(k-1) + \cdots + a_n y(k-n) = b_1 y(k-d-1) + \cdots + b_n y(k-d-n) \quad (5)$$

където n е реда на обекта, а d е броя тактове чистото закъснение.

Задачата е рекурсивно да се оценят неизвестните параметри a_i и b_i на базата на измервания на входния и изходния сигнали. Всяко значително изменение на тези параметри ще покаже наличие на неизправност. Една неизправност може да повлияе на някои от параметрите, но да няма ефект върху други, което предоставя възможности да се направи и локализиране (изолация) на неизправността.

4. Откриване на неизправности с уравнения на подобие

При подхода за откриване на неизправности, базиран на уравнение на подобие, се прави сравнение на измерима променлива с изход на модел, получен за номиналния режим на работа на системата [2,5]. След това разликата между тези два сигнала се изразява като остатък. Общата формулировка на остатък е аналитична величина, която има стойност нула при изправна система и е различна от нула при наличие на неизправност в системата [4]. По този начин остатъкът е величина, която показва наличието на неизправност. При уравненията на подобие чрез остатъка се проверява съответствие между обекта и неговия номинален модел. Предполага се, че неизправностите в датчика и/или в изпълнителното устройство са адитивни, т.е. техният ефект се добавя към коректното измерване/управление и не зависи от неговата абсолютната стойност. Входната и изходната неизправности се означават съответно с $f_u(p)$ и $f_y(p)$. Шумът действащ на обекта е означен с $n(p)$ (виж. фиг.1). Ако истинската предавателна функция на обекта е $W_o(p)$, а моделът е $W_м(p)$, то грешката от моделиране е $\Delta W_м = W_o(p) - W_м(p)$.



Фиг.1. Блок-диаграма за генериране на остатъци.

В тази статия се използват остатъци, получени от уравнението на изходната грешка [2,4]. Това е разликата между измеримия сигнал y_o и изчисления на изхода на модел $y_м$.

$$r(p) = y_{\text{о}}(p) - y_{\text{м}}(p) \quad (6)$$

От тук може да се види, че броят на остатъците е равен на броя на изходите на системата, а техният брой определя броя на неизправностите, които могат да бъдат открити. След преобразувания може да се получи окончателният запис за остатъка

$$\text{r(p)} = \Delta W_{\text{м}} u(p) + W_o(p) f_u(p) + n(p) + f_y(p) \quad (7)$$

При едномерна система има само един остатък. Той би имал стойност „нула" само ако има идеално съвпадение на модела с обекта, няма шум и няма входна и изходна неизправности. В общия случай на едномерна система отделянето на съответните компоненти е невъзможно. Това означава, че дори и при изправна работа на системата остатъците ще се отличават от нула. Поради тази причина обикновено остатъците се сравняват с някакъв праг.

$$r = \begin{cases} 0 \text{ ако } |r_i(t)| \leq r_n \\ 1 \text{ ако } |r_i(t)| > r_n \end{cases} \quad (8)$$

където r_n дефинира прага $r = 1$ означава, че един от праговете е преминат.

Ситуацията става по-благоприятна, когато са налични повече измервания. В този случай някои компоненти на вектора на остатъка се отклоняват по различен начин, а някои въобще не се отклоняват. Както ще бъде показано по-долу това ще помогне за изолирането на неизправностите.

Обсъдените до този момент остатъци са получени директно от измервания и от изхода на модел на обекта. Такива остатъци се наричат първични [4]. Те са лесни за прилагане, но информацията от обекта може да се обработи и да се получат структурирани остатъци. Тези остатъци може да се проектират така, че да се постигнат специални свойства. Някои от тези свойства може да са независимост на остатъците от шума и/или от някои от смущенията. Един от начините да се проектират тези остатъци е ако се направи така, че неизправностите да въздействат на някои от остатъците, но да нямат никакво влияние върху други. Тогава може да се създаде вектор или таблица, които да покажат взаимовръзката. Трябва да има поне един остатък, който да е незасегнат от дадена неизправност. Получените взаимовръзки се наричат още подпис на неизправностите. Ако грешка в един остатък не води до изолиране на друга неизправност, то структурираната матрица на взаимовръзките се нарича силно изолираща. Един начин за задаване на остатъците е да се задели по един специализиран остатък за всяка възможна неизправност. Пример за такава взаимовръзка с три остатъка е представен на табл.1 след като са приложени ограниченията от уравнение (8).

Табл.1. Взаимовръзка „остатък-неизправност"

	без неизправност	$f_1(p)$	$f_2(p)$	$f_3(p)$
$r_1(p)$	0	1	0	0
$r_2(p)$	0	0	1	0
$r_3(p)$	0	0	0	1

За да се генерират остатъци с добри изолационни качества на изолационният вектор, е необходимо остатъкът да е независим от неизправността, която се опитва да изолира. Такъв пример е показан в табл.2.

Табл.2. Взаимовръзка „остатък-неизправност”

	без неизправност	$f_{y1}(p)$	$f_{y2}(p)$	$f_u(p)$
$r_1^*(p)$	0	0	1	1
$r_2^*(p)$	0	1	0	1
$r_3^*(p)$	0	1	1	0

Слабо изолираща матрица означава, че в следствие на една грешка се изолира друга неизправност. Пример за слабо изолируема взаимовръзка е показана на табл.3. Неизправностите не могат да се изолират ако взаимовръзките им са неразличими.

Табл.3. Взаимовръзка „остатък-неизправност”

	без неизправности	$f_u(p)$	$f_{y1}(p)$	$f_{y2}(p)$
$r_1(p)$	0	1	1	0
$r_2(p)$	0	1	0	1

За да се получи изолационен вектор, уравнението на изходната грешка за многомерна система (6) се умножава с генерираща структурирани остатъци матрица W.

$$r^*(p) = W[y_o(p) - W_M(p)u(p)] \tag{9}$$

Колоните на W трябва да се избират по такъв начин, че да направят съответният ред от дясната страна на равенството независим от съответен вход или изход. Процедурата ще бъде илюстрирана за пример – обект с един вход и два изхода (виж. раздел 9.3 във втората част на тази статия).

5. Диагностика на неизправности с наблюдатели на състоянието

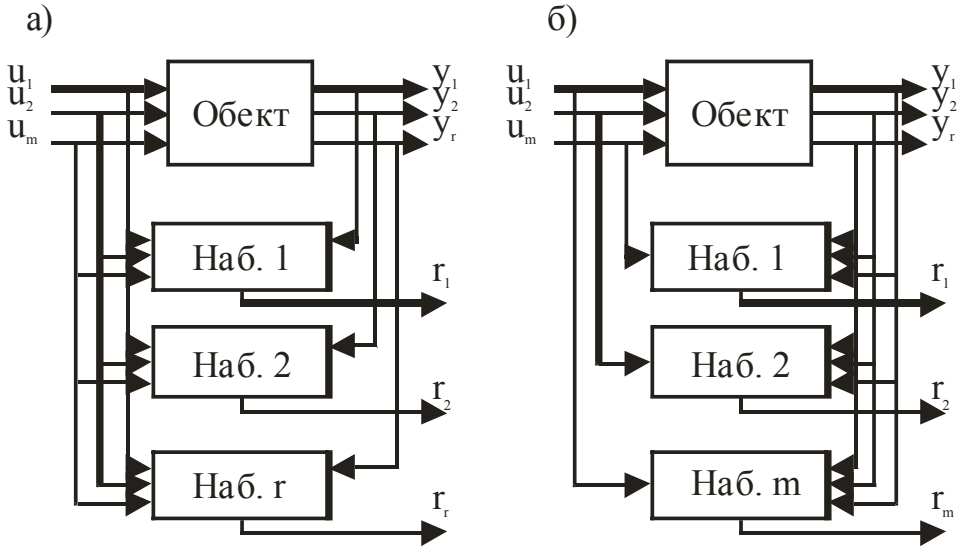
Като първичен остатък при диагностиката с наблюдатели на състоянието се използва разликата между измерваемата променлива и изхода на настройваем модел.

$$r_i(t) = y_i(t) - \hat{y}_i(t) \tag{10}$$

Един от начините да се различат отделните неизправности е да се използва набор от наблюдатели. Наборът използва всички налични входни сигнали, но всеки наблюдател използва само един от изходите на обекта. Това е показано на фиг.2.а.

Това означава, че съответна неизправност активира само един от остатъците, а всички останали са незасегнати, т.е. те би трябвало да имат стойност нула. По този начин адитивни неизправности на изходния сигнал може да се изолират като се анализират взаимовръзките „остатък-неизправност" (табл.1).

За да се открият неизправности в изпълнителното устройство, е необходимо да се състави друг набор от наблюдатели. Те трябва да използват цялата налична информация от измерванията и само един от входовете. По този начин само един остатък ще бъде засегнат от конкретна неизправност в изпълнително устройство. Тази схема с набор от наблюдатели е представена на фиг.2.б. Отново настъпването на неизправности и коректната неизправна ситуация се определят след анализ на взаимовръзките.



Фиг.2. Набор от наблюдатели

Чрез комбиниране на двата набора от наблюдатели е възможно да се открият и изолират неизправности както в датчици, така и в изпълнителни устройства.

Наблюдателите могат да използват цялата налична информация за изходите и входовете с изключение на един вход или един изход, като с това се цели да се подобри наблюдаемостта и управляемостта.

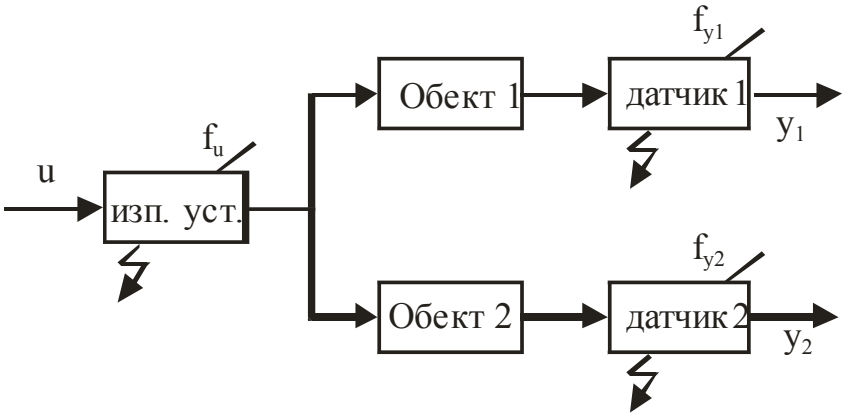
При това положение всички остатъци с изключение на един ще бъдат засегнати от неизправността и отново след анализ на взаимовръзката „остатък-неизправност" е възможно да се открие и изолира неизправността. Пример за такава взаимовръзка е представен в табл. 2. Трябва да се отбележи, че тази взаимовръзка е силно изолируема.

6. Система с един вход и два изхода

Блок-схемата на изследваната система е показана на фиг.3. Тя има един вход и два изхода. Системата може да бъде представена като две паралелни подсистеми с един и същ вход, но с различни изходи. В този случай ще има само два първични остатъка, т.к. има само два изхода.

В разглеждания случай се цели да се определят неизправностите както във входа, така и в изходите на обекта. От фиг.2 може да се види, че входната неиз-

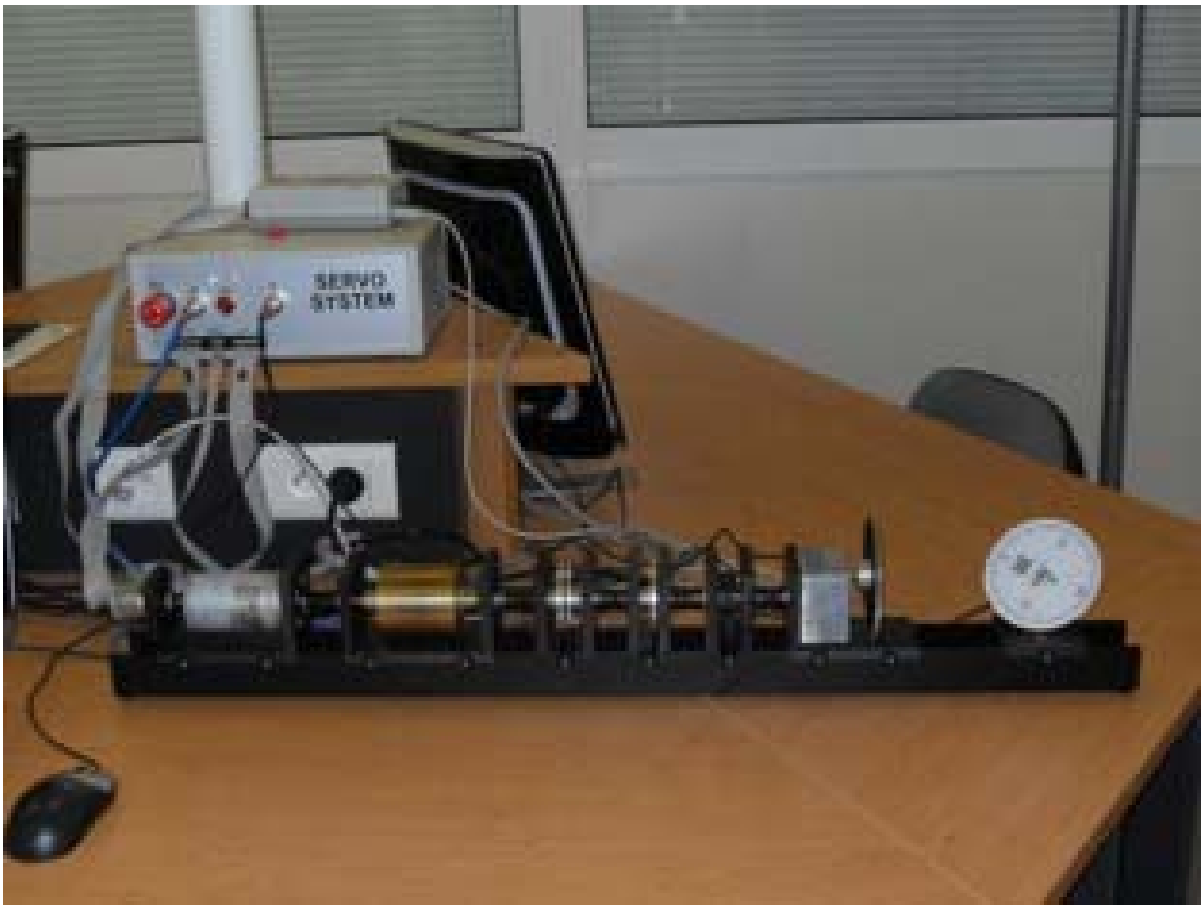
правност променя описанието на системата и по двата паралелни канала, докато неизправност в датчик ще промени само един от каналите. Това означава, че и двата остатъка ще бъдат активирани от входна неизправност и само един остатък ще бъде активиран от изходна неизправност. Това ще доведе до слаба изолационна матрица на взаимовръзките „остатък-неизправност", показа на табл.3.



Фиг.3. Система с един вход и два изхода.

7. Експериментална постановка

Експериментите са проведени с лабораторен стенд – серво система, произведен от фирмата Inteco®. Стендът е показана на фиг.4.



Фиг.4. Лабораторен модел

Управлението се подава на постояннотоков двигател, свързан с тахогенератор. Двигателят задвижва вал, на който са закачени инерционен модул, зона на не-

чувствителност, магнитна спирачка и предавателна кутия. Завъртането на вала на двигателя се измерва посредством инкрементален енкодер.

Двигателят се управлява с помощта на широчинно импулсен модулатор (ШИМ). Промяната на коефициента на ШИМ променя ефективната стойност на напрежението $u(t) = v(t)/v_{max}$ $(v_{max} = 12\,V)$. Управлението е в интервала $[-1 \quad 1]$ (знакът на ШИМ определя посоката на въртене).

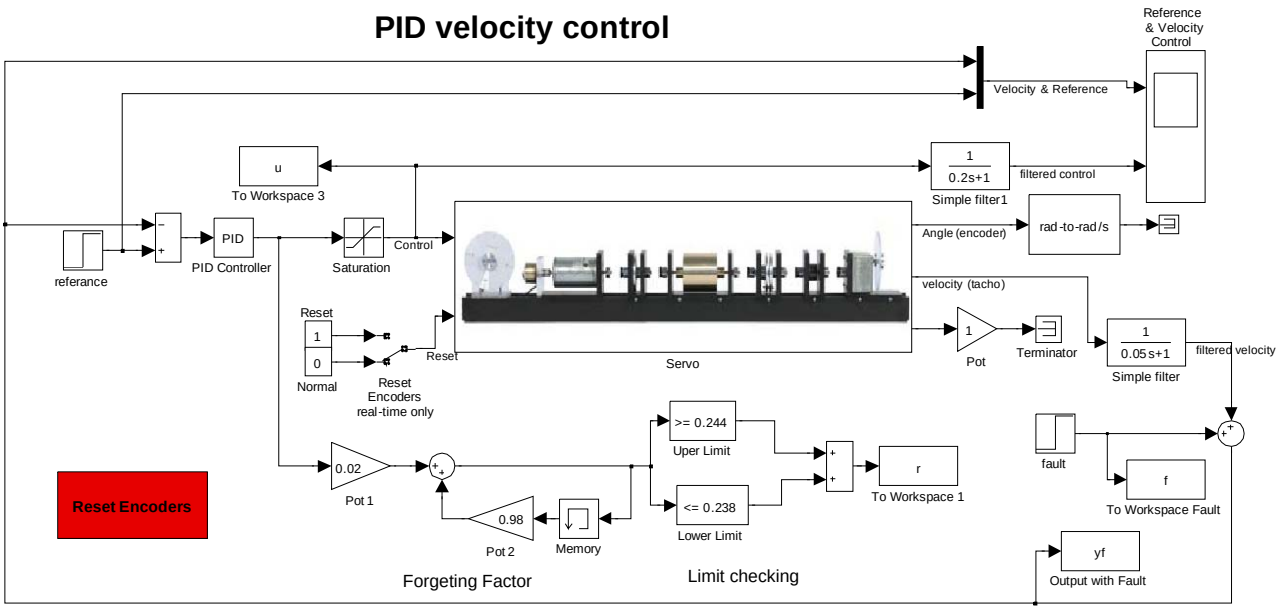
Важно е да че подчертае, че двете измервателни устройства работят на базата на различни физически принципи и не могат да бъдат едновременно повлияни от околната среда.

Екнодерът е цифров датчик, използващ светлина, докато тахогенераторът е аналогов датчик, базиран на явлението електромагнетизъм.

Експериментите са поведение в средата Matlab/Simulink® със Real Time Workshop®. Блок-диаграмата на системата е представена на фиг.5.

В средата на фиг.5 е представен драйверът за свързване към сервосистемата. Той е предоставен от фирмата производител Inteco®.

Управляващото устройство е ПИ регулатор (използван е блок ПИД регулатор) с коефициенти $K_{\text{П}} = 0.06$ и $K_{\text{И}} = 0.03$ (коефициентът на Д частта е 0).



Фиг.5. Блок-диаграма на Simulink®

През първите петнадесет секунди от експеримента в системата няма неизправност. Двигателят се развърта и работи в номиналния си режим.

В петнадесетата секунда се появява адитивна неизправност, която представлява отместване на датчик с два оборота в минута.

При първия експеримент са отместени показанията на тахогенератора (втория изход), а при втория експеримент на енкодера (първия изход).

При третия експеримент е симулирана неизправност в управляващото устройство. Тя е с големина 0.2 (10% от обхвата на ШИМ).

Във втората част на настоящата разработка са представени резултатите от проведените експерименти за четирите метода. Резултатите са коментирани и сравнени. Също така, във втората част на статията са представени заключението и библиографията.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДДВУ 02/80.

Автор: Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 12.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Цоньо Славов

МОДЕЛНО БАЗИРАНА ДИАГНОСТИКА НА НЕИЗПРАВНОСТИ. ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ СЛЕДЯЩА СИСТЕМА - ЧАСТ II

Александър Ищев

Резюме: *В тази статия се разглеждат четири метода за моделно базирана диагностика на неизправности: чрез проверка на ограничения, чрез използване на рекурсивна идентификация, чрез използване на уравнения на подобие и чрез използване на наблюдатели на състояние. Задачата е представена както в общ вид, така и за конкретна серво система. Формирани са остатъци, т.е. разликата между измерена стойност на изходния сигнал и изчислена на базата на модел. Синтезирани са и структурирани остатъци, които позволяват коректно откриване и изолиране на неизправности. Разгледани са най-често срещаните неизправности - в измервателни и в изпълнителни устройства. Проведени са реални експерименти с лабораторен стенд. Получените от експериментите резултати са дискутирани и анализирани.*

Ключови думи: *диагностика на неизправности, проверка на ограничения, идентификация, уравнения на подобие, наблюдатели*

MODEL BASED FAULT DIAGNOSIS. APPLICATION WITH SERVO SYSTEM - PART II

Alexandar Ichtev

Abstract: *In this paper four methods for model based fault diagnosis are discussed. They feature limit checking, use of recursive identification, special parity relations and state observers. The problem is stated in general form one as well as discussed for a specific servo system. The residuals are formed as a difference between the measured values of the output of the system and calculated one, based on a corresponding model. Structured residuals are designed as well. They allow correct fault diagnosis and fault isolation. Fault in the most common locations, i.e. sensor faults as well as actuator faults are considered. Real live experiments with a laboratory setup are carried out. The obtained results are analyzed and discussed.*

Keywords: *fault diagnosis, limit checking, identification, parity relations, state observers.*

8. Въведение

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Първата обхваща въведението, описанието на четири метода, задаване на

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

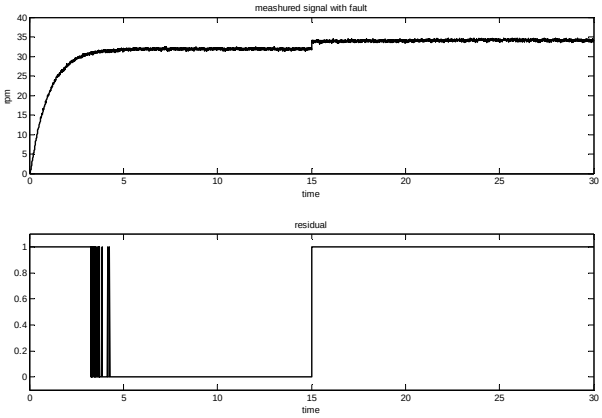
ISSN 1311-0829

опитна постановка и информация за лабораторният стенд. Настоящата е втората част, която представя резултатите проведените експерименти за всеки от четирите метода за диагностика на неизправности. В тази част се прави коментиране и сравнение на получените резултата. Също така се намират и заключението и библиографията.

9. Проведени експерименти. Коментари и сравнения

9.1. Проверка на ограничения

При работа в отворен контур отместването на датчика директно се отразява като отместване на изходната променлива. Това може да се види от резултатите от проведения експеримент, представени на фиг.6. В горната част на фигурата е представена изходната променлива. Вижда се скок в измерваната променлива в петнадесетата секунда, точно когато в системата е настъпила неизправността. Неизправността е сравнително малка, но е различима, т.к. шумът (от измерването) в системата е с амплитуда около половин оборот/минута.

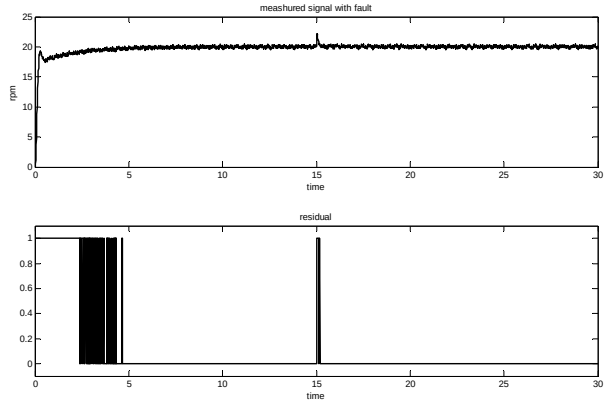


Фиг.6. Управление в отворен контур

На долната половина на фиг.6 е показан резултатът от проверката на ограничението, след като се разглеждат граници ± 1 оборот/минута около номиналния режим. През първите четири секунди серво системата набира скорост, като в тази ситуация се нарушава условието за долна граница.

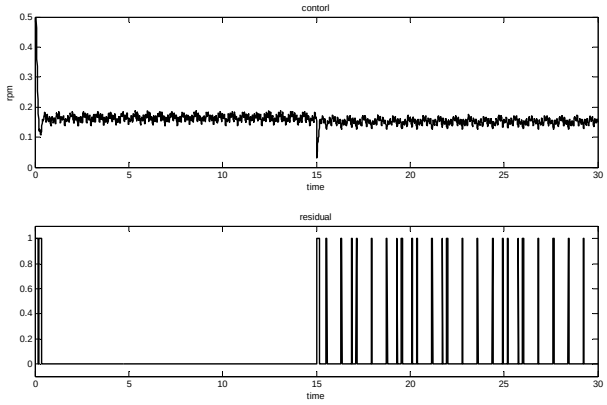
Може да се види, че след установяване на изхода на системата, алгоритмът за откриване на неизправности правилно определя, че системата е изправна до петнадесетата секунда и после отново правилно показва наличието на неизправност. Това означава, че в установен режим на работа няма както пропуснати, така и грешни аларми.

Ефектът, предизвикан от същата неизправност в затворен контур на управление, е коренно различен (фиг.7). Това се дължи на факта, че регулаторът се стреми да направи измерения сигнал еднакъв на заданието. Може да се види, че неизправността е открита само в момента на нейното настъпване, преди промените в управлението да предизвикат ефект.



Фиг.7. Компенсация в затворен контур

Този недостатък може да бъде преодолян ако се наблюдава управляващия сигнал вместо изходната променлива. Резултатът от провеждането на същия експеримент е показан на фиг.8.



Фиг.8. Граници на входният сигнал

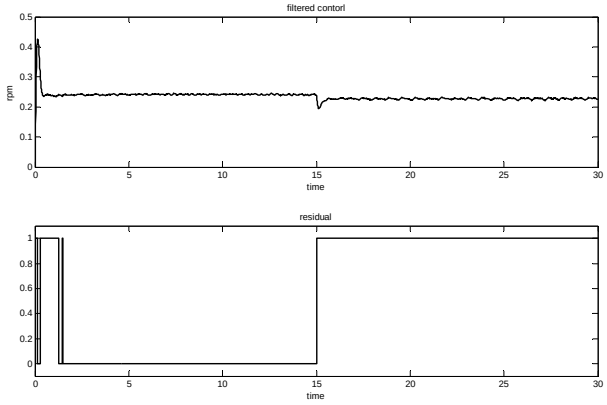
Както може да се види от долната част на фиг.8, системата за откриване на неизправности коректно определя изправния режим на работа, но не дава твърдо решение при малка неизправност в измервателното устройство.

В първата част на статията, беше посочено, че ограничението може да се поставят не на наблюдаваната променлива, а например на нейната средна стойност. Тук се използва фактор на забравяне, за да се оцени средната стойност.

В уравнение (3) се задава фактор за забравяне $\lambda = 0.98$. Резултатът от тази обработка е представен на фиг.9.

Може да се види, че в този случай ефектът на шума е много по-малък от този на нефилтрирания сигнал (фиг.9). Това позволява да се поставят по-тесни граници на входния сигнал, като в този случай двете работни условия са различими и може да се направи успешно откриване на неизправност.

Недостатък на този подход е, че се забавя откриването на неизправността, т.к. моментната стойност на сигнала има по-малко влияние върху тестваната величина.



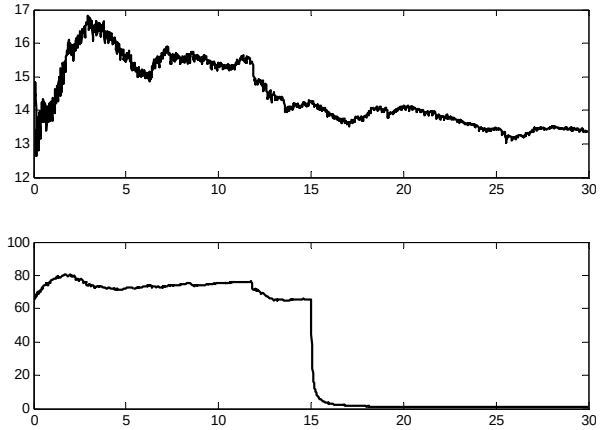
Фиг.9. Филтриран входен сигнал

9.2. Идентификация

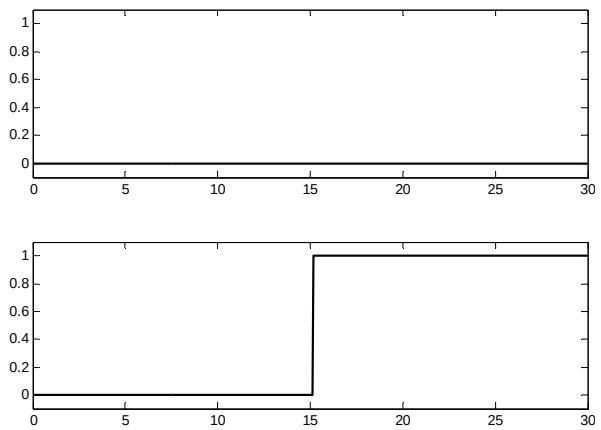
Както беше коментирано в раздел 6 (в първата част на статията), системата с един вход и два изхода има само два остатъка, т.е. по един индикаторен параметър за всяка паралелна подсистема. Всеки един от тях е получен чрез рекурсивна идентификация на базата на общия изчислен входен сигнал и измервания само на един от изходите.

В схемата показна на фиг.5, измереният ъгъл от екодера е трансформиран в ъглова скорост. По този начин се реконструира измерването от тахогенератора.

Получените данни се обработват рекурсивно, за да се поучи моделът (5) на обекта. Като индикатор за неизправност се използва неговия параметър b_1. Рекурсивната оценка се прави независимо за всеки от изходите. На фиг.10 са представени резултатите от първия експеримент. На горната част от фигурата е представен оценениият параметър на базата на реконструираната скорост от енкодера, а отдолу е представен оценениият параметър на базата на тахогенератора.



Фиг.10. Оценки за параметъра b_1

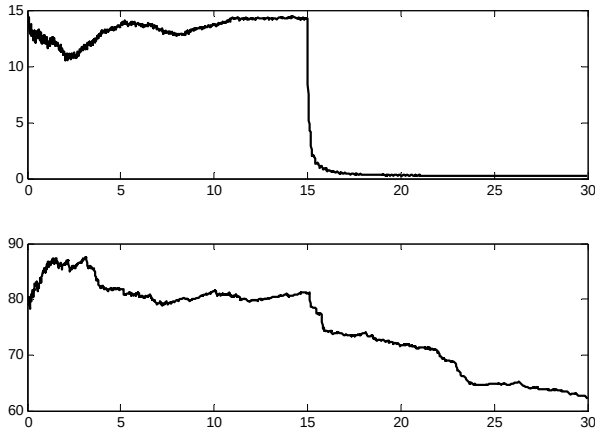


Фиг.11. Бинарни остатъци

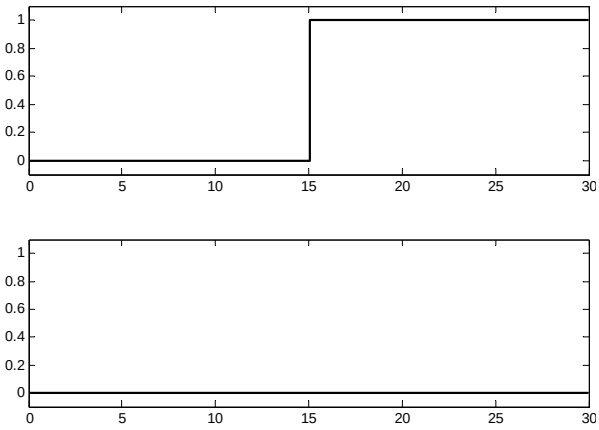
Съответните бинарни остатъци са представени на фиг.11. Вижда се, че когато се появява неизправност, в системата се активира вторият остатък. След това от табл.3 може да бъде видяно, че взаимовръзката отговаря на неизправност във втория датчик.

Получените резултати от втория експеримент са представени на фиг.12 и фиг.13. На фиг.14 и фиг.15 са показани резултати от третият експеримент.

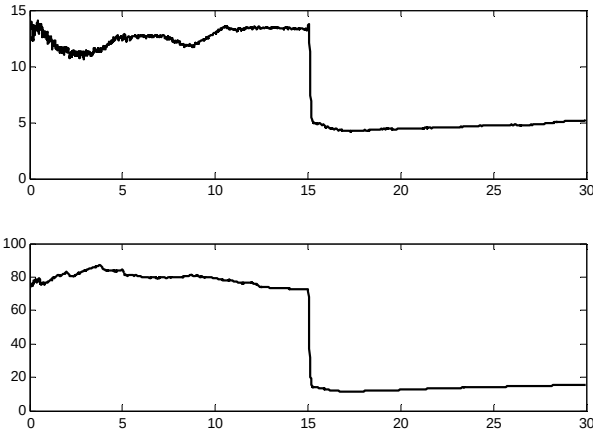
Вижда се, че и в трите случая системата за диагностика на неизправности коректно открива и изолира неизправностите.



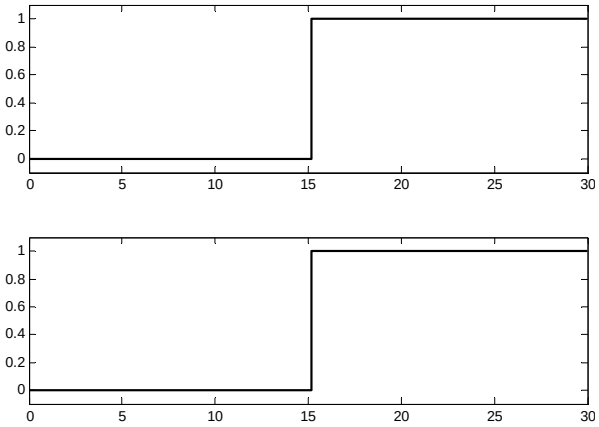
Фиг.12. Оценки за параметъра b_1



Фиг.13. Бинарни остатъци



Фиг.14. Оценки за параметъра b_1



Фиг.15. Бинарни остатъци

9.3. Уравнения на подобие

При диагностиката чрез метода с уравнение на подобие са необходими предварителни изчисления, за да се получат структурираните остатъци. Двигателят е моделиран като апериодично звено, а нелинейните блокове в сервосистемата не са отчетени.

Взаимовръзките между входа и изходите се дават от

$$W_1(p) = \frac{K_1}{T_1 p+1} = \frac{y_1(p)}{u(p)} \tag{11}$$

$$W_2(p) = \frac{K_2}{T_2 p+1} = \frac{y_2(p)}{u(p)} \tag{12}$$

Уравнения (11) и (12) могат да бъдат представени във вида

$$0 = y_1(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} u(p) \tag{13}$$

$$0 = y_2(p) - \frac{K_2}{T_2 p+1} u(p) \tag{14}$$

и записани във векторна форма.

$$\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} y_1(p) + \begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix} y_2(p) + \begin{bmatrix}-\frac{K_1}{T_1 p+1}\\-\frac{K_2}{T_2 p+1}\end{bmatrix} u(p) \quad (15)$$

Матрицата за генериране на остатъци W, трябва да има три реда, за да се получи независимост на остатъците от трите сигнала (двата изхода и единия вход) - $y_1(p)$, $y_2(p)$ и $u(p)$

$$W = \begin{bmatrix} w_{y1}^T(p) \\ w_{y2}^T(p) \\ w_u^T(p) \end{bmatrix} \quad (16)$$

За да се получи независимост към - $y_1(p)$, $y_2(p)$ и $u(p)$ (виж уравнение (15)), съответните редове във W (изчислени на базата на уравнение (9)) са

$$w_{y1}^T(p) \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} = 0 \implies w_{y1}^T(p) = \begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix} \quad (17)$$

$$w_{y2}^T(p) \begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix} = 0 \implies w_{y2}^T(p) = \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} \quad (18)$$

$$w_u^T(p) \begin{bmatrix}-\frac{K_1}{T_1 p+1}\\ \frac{K_2}{T_2 p+1}\end{bmatrix} = 0 \implies w_u^T(p) = \begin{bmatrix}\frac{K_2}{T_2 p+1}\\ -\frac{K_1}{T_1 p+1}\end{bmatrix} \quad (19)$$

Структурираната матрица на остатъците се получава след като в уравнение (15) се замести получената матрица W.

$$r_1^*(p) = y_2(p) - \frac{K_2}{T_2 p+1} u(p) \quad (20)$$

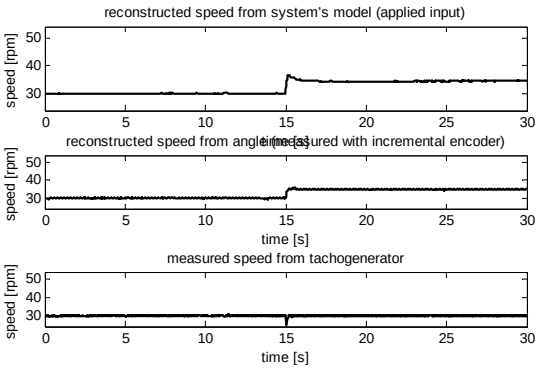
$$r_2^*(p) = y_2(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} u(p) \quad (21)$$

$$r_3^*(p) = \frac{K_2}{T_2 p+1} y_1(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} y_2(p) \quad (22)$$

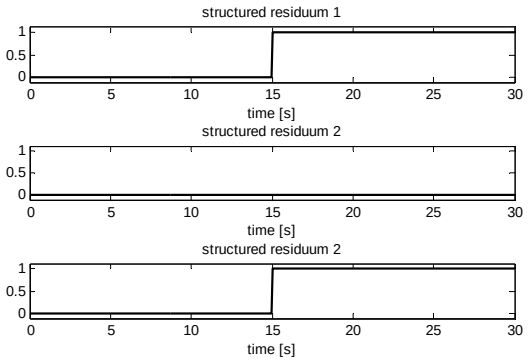
От уравнения (20-22) може да се види, че първият остатък е независим от първият изход, вторият остатък от вторият изход, а третият остатък от входният сигнал. Тези остатъци имат взаимовръзки показани в табл.2 и са силно изолируеми.

За провеждането на експеримента, във фиг.5 е представен модела на обекта с неговата предавателна функция и са реализирани десните части на уравнения (20)-(22). По този начин са моделирани структурираните остатъци. Зададени са и праговите стойности, като след тяхното прилагане са получени окончателните бинарни остатъци.

На фиг.16 са представени реконструираният изход, получен на базата на модела и входа; реконструираната скорост на базата на измервания от енкодера и измереният изход от тахогенератора.



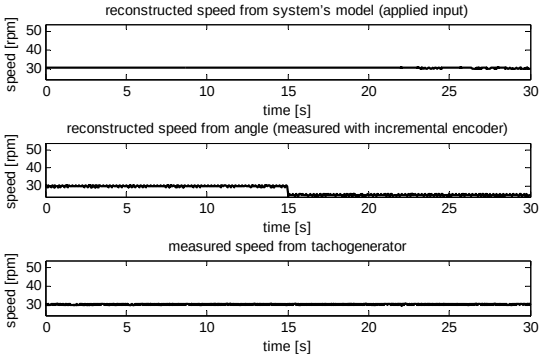
Фиг.16. Изходи на обекта



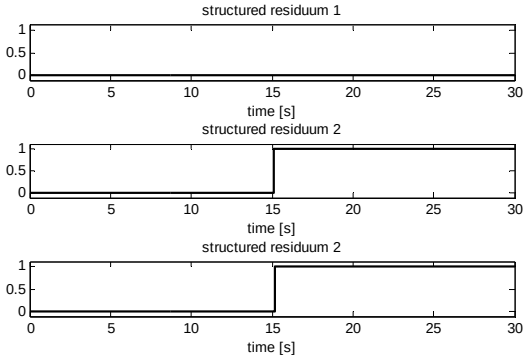
Фиг.17. Бинарни остатъци

Получените бинарни остатъци от проведения експеримент са представени на фиг.17. Може да се види, че в момента на появяването на неизправност се активират първият и третият остатъци. След това от табл.2 посредством взаимовръзката остатъци-неизправност се вижда, че това е неизправност във втория датчик. Това показва, че системата за диагностика на неизправности коректно открива и изолира тази неизправност.

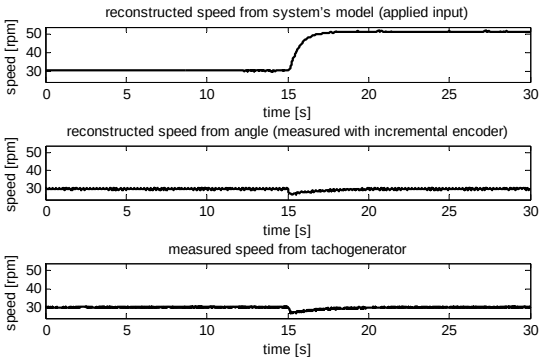
Получените резултати от втория експеримент са представени на фиг.18 и фиг.19. На следващите две фигури (фиг.20 и фиг.21) са представени резултатите от третия експеримент. Може да се види, че и при трите експеримента системата да диагностика на неизправности вярно открива настъпването на неизправността, а след нейното появяване определя нейното местоположение. По този начин неизправности и в двата датчика, както и на изпълнителното устройство могат успешно да бъдат открити и изолирани.



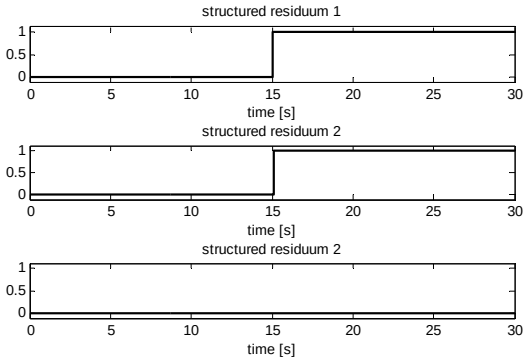
Фиг.18. Изходи на обекта



Фиг.19. Бинарни остатъци



Фиг.20. Изходи на обекта



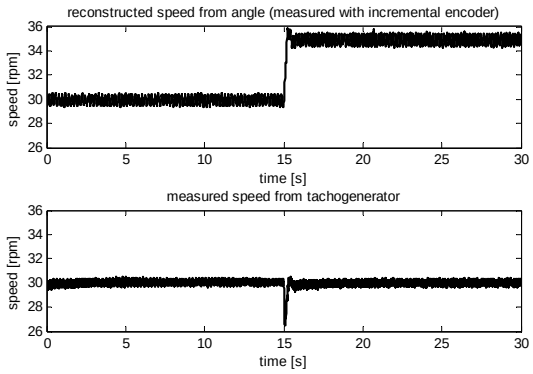
Фиг.21. Бинарни остатъци

9.4. Наблюдатели на състоянието

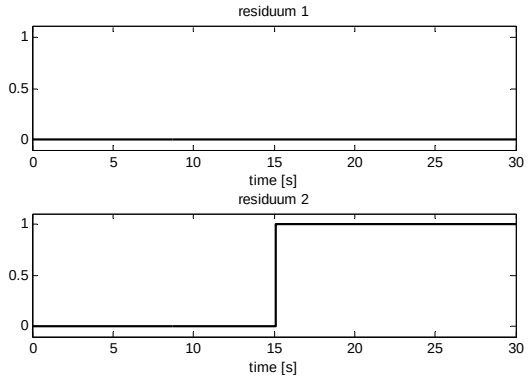
Както бе дискутирано в раздел 6, системата с един вход и два изхода има само два остатъка, т.е. в този случай могат да бъдат използвани само два наблюдателя. Всеки от тях ще използва информация от входа. Разликата между тях ще се състои в това кой от изходите ще се използва.

За провеждането на експеримента в схемата от фиг.5 са поставени двата наблюдателя. Зададени са и праговите стойности, като по този начин са получени бинарните остатъци.

На горната част от фиг.22 е представен реконструираният изход, получен на базата на измерванията от енкодера, а на долната половина на фигурата са представени измерванията от тахогенератора.

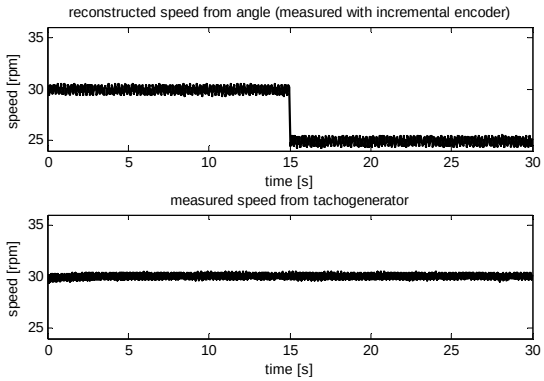


Фиг.22. Изходи на обекта

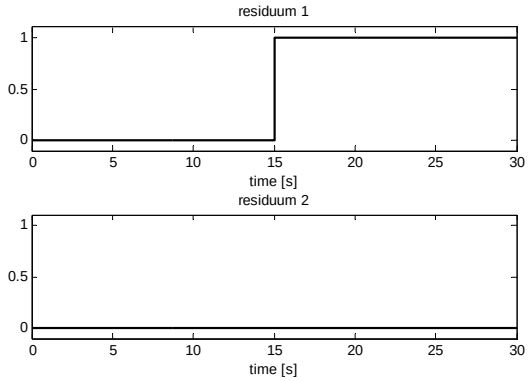


Фиг.23. Бинарни остатъци

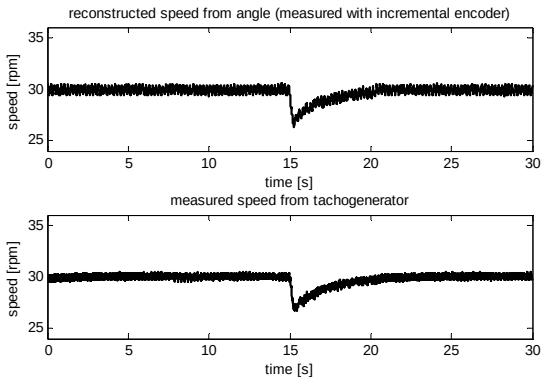
Получените бинарни остатъци в следствие на експеримента са представени на фиг.23. Може да се види, че когато е въведена неизправността, в системата се активира вторият остатък. След това от табл.3 може да се види, че това съответства на неизправност във втория датчик. Получените резултати от втория експеримент са представени на фиг.24 и фиг.25. На последните две фигури (фиг.26 и фиг.27) са представени реакциите на системата при третия експеримент. Може да бъде видяно, че и в трите случая системата за диагностика на неизправности коректно открива и изолира неизправностите. По този начин се постига диагностика както на двата датчика, така и на изпълнителното устройство.



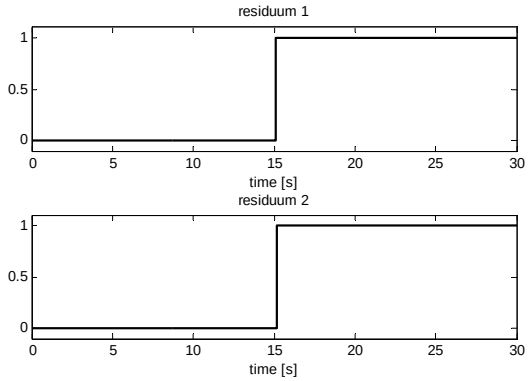
Фиг.24. Изходи на обекта



Фиг.25. Бинарни остатъци



Фиг.26. Изходи на обекта



Фиг.27. Бинарни остатъци

10. Заключение

В тая статия е изследвано откриването на неизправности, чрез четири метода за диагностика на неизправности с помощта на модел на обекта. Предимството на метода използващ ограничения е в неговата простота на приложение, но е приложим само за системи с постоянно задание. При идентификацията на системи е възможно да се направи диагностика на няколко неизправности, дори и за едномерни системи. При този метод възникват трудности от изчислителна гледна точка и е необходимо да се следи за изпълнението на условията за идентификация в затворен контур. Предимство на метода с уравнения на подобие е в структурирането на остатъците. По този начин се повишава надеждността на метода за диагностика. Структурирането на остатъците е възможно само за многомерни обекти. Предимствата на методът използващ наблюдатели е в възможността да се използват настройваеми параметри на моделите и във филтрирането на шумовете в обекта. Недостатък е неговата изчислителна сложност. Неговото приложение е отново ограничено при многомерни системи.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДДВУ 02/80.

ЛИТЕРАТУРА:

[1] R. Isermann, Balle P ***Trends in the application of model-based fault detection and diagnostics in technical processes.*** Control Engineering Practice, 5 (5), pp 638-652, 1997

[2] R. Isermann ***Fault-Diagnosis Systems***, Springer 2006

[3] Patton, R. ***Fault-tolerant control: the 1997 situation.*** In Prepr. IFAC SAFEPROCESS, volume 2, 1997, pp 591-596

[4] Janos Gertler, ***Fault Detection and Diagnosis in engineering systems***, Marcel Dekker, Inc., USA, 1998

[5] Ron J. Patton, Paul M. Frank, and Robert N. Clark (Eds.), ***Issues of fault diagnosis for dynamic systems***, Springer, London, UK, 2000

Автор: Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 12.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Цоньо Славов

АПРОКСИМАЦИЯ С ПОЛИНОМИ НА ЧЕБИШЕВ ЗА РЕДУЦИРАНЕ НА РЕДА НА МОДЕЛА

Камен Перев

Резюме: *Докладът разглежда задачата за редуциране на реда на модела чрез използване на апроксимация с ортогонални полиноми на Чебишев. Представени са два метода: метод на правилната ортогонална декомпозиция и метод на балансовите реализации. При метода на правилната ортогонална декомпозиция, състоянията на системата се апроксимират чрез ортогонални полиноми на Чебишев и се проектират върху подпространство определено от част от стълбовете на матрицата на съответните коефициенти на Фурие. При метода на балансовите реализации, грамианите на достижимост и наблюдаемост са получени чрез диадичното развитие на матриците на коефициентите на Фурие при ортогоналната апроксимация на състоянията на системата. Проведените експерименти потвърждават ефективността на разгледаните методи и показват добрите им апроксимационни свойства.*

***Ключови думи*:** *ортогонални полиноми на Чебишев, редуциране на реда на модела, правилна ортогонална декомпозиция, балансови реализации*

CHEBYSHEV POLYNOMIAL APPROXIMATION FOR MODEL ORDER REDUCTION

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of model order reduction by using Chebyshev orthogonal polynomial approximation. Two methods for model order reduction are presented: the proper orthogonal decomposition method (POD) and the balanced truncation method (BT). In the POD method, the state trajectory is projected over a subspace of the state space, generated by part of the columns of the Fourier coefficients matrix in the orthogonal polynomial series representation. In the balanced truncation method, the reachability and observability gramians are obtained by dyadic expansion of the Fourier coefficients matrices from the Chebyshev polynomial approximation. The obtained experimental results confirm the effectiveness and the good approximation properties of the presented methods.*

***Keywords*:** *Chebishev orthogonal polynomials, model order reduction, proper orthogonal decomposition, balanced truncation*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Редуцирането на реда на модела е подход, който намира широко разпространение в теория на системите, флуидната механика, теория на електрическите вериги и други области на инженерните науки. Математичните модели, които се използват в тези области на научното познание често съдържат голям брой диференциални и интегрални уравнения. Тези уравнения адекватно описват изучаваното явление, но са твърде сложни и неподходящи за числено третиране и симулиране. В такива случаи се прибягва до различни методи за намаляване на броя на тези уравнения. Целта е да се намали размерността на математичния модел, като същевременно се запазят основните връзки и съотношения, които го характеризират. При тези методи първоначалната задача от висок ред се замества със задача от по-нисък ред, при което степента на редукция се определя от предварително зададено ниво на точност на полученото описание.

Важна група методи за намаляване на реда на системите уравнения с голяма размерност са базирани на процедурата за декомпозиция по сингулярни числа [3]. Основни представители на тази група методи са: *i)* метод на балансовите реализации, *ii)* метод на апроксимация в норма на Ханкел и *iii)* метод на правилната ортогонална декомпозиция. Методът на балансовите реализации се състои в изчисляване на такава линейна трансформация за смяна на базиса, при която грамианите на управляемост и наблюдаемост се преобразуват в еднакви диагонални матрици [7]. За да се намали редът на модела, се съкращават тези състояния, които съответстват на малки ханкелови сингулярни числа. Методът на балансовите реализации запазва устойчивостта на системата и задава горна граница на грешката от апроксимация между моделите от пълен и редуциран ред. Методът на апроксимация в норма на Ханкел се базира на оптимизация на индуцираната две норма на оператора на Ханкел. Операторът на Ханкел изобразява минали стойности на входния сигнал в бъдещи стойности на изходния сигнал и неговите сингулярни стойности са ханкеловите сингулярни числа на разглежданата система [5]. Подобно на метода на балансовите реализации, методът на апроксимация в норма на Ханкел гарантира устойчивостта на редуцираната система и задава горна граница на грешката от апроксимация посредством ханкеловите сингулярни числа на апроксимираната система. И двата метода обаче имат съществен недостатък, който е свързан с изчисляване на грамианите на управляемост и наблюдаемост на системата. Тези грамиани се получават чрез решаване на уравнения на Ляпунов, което изисква осигуряването на значителни изчислителни ресурси. Числените трудности при решаване на тези уравнения правят горните два метода трудно приложими при задачи с много голяма размерност. За преодоляване на числените трудности се прибягва до някои практически реализации на метода на балансовите реализации [3]. Методът на правилната ортогонална декомпозиция получава своето развитие като експериментален метод, при който се изчисляват ортогонални базисни вектори и се осъществява проекция върху подпространство на пространство на състоянията. В основата на този метод е определянето на матрица съдържаща дискретизираната траектория на състоянията на системата [10]. Първоначално методът на правил-

ната ортогонална декомпозиция се развива в статистически аспект, като матрицата с данните се трансформира и се представя чрез ортогонален базис, най-често определен при декомпозиция по сингулярните стойности. Броят на така трансформираните състояния се намалява, като се отстраняват част от стълбовете на преобразуваната матрица с дискретизирани данни. По този начин се изчислява проекция на Галеркин на преобразуваната траектория върху подпространство на пространството на състоянията, където апроксимираната траектория е получена от модел от редуциран ред. Основно преимущество на метода на правилната ортогонална декомпозиция е неговата числена ефективност, която се дължи на осъществяването на елементарни алгебрични операции за обработка на големи масиви с данни. Недостатък на метода е сравнително по-голямата неточност спрямо другите методи за редуциране на реда на модела, както и това, че не гарантира устойчивостта на преобразуваната система.
Един от най-разпространените подходи за апроксимация на динамичните характеристики на системата е чрез използване на ортогонални функции. Този подход се основава на добре известния резултат в математичния анализ, че всяка непрекъсната функция може да бъде апроксимирана достатъчно точно чрез развитие в полиномен ред. В [4] се използват ортогонална апроксимация в ред на Лагер на импулсната характеристика на системата, като редуцирането на реда н модела се осъществява чрез проекция върху подпространство, генерирано от част от стълбовете на матрицата съдържаща коефициентите на Фурие. Показано е, че има съвпадение между коефициентите в ред на Лагер на редуцирания модел и модела от пълен ред. В [1] се въвежда процедура за редуциране на реда на модела на линейни системи чрез използване на развитие в ред на Лежандър на импулсната характеристика по състояние. Коефициентите на Фурие се изчисляват от матрицата с дискретизираната траектория на системата по аналогия с метода на правилната ортогонална декомпозиция. Точността на апроксимация на предложения алгоритъм се сравнява с апроксимацията получена по метода на правилната ортогонална декомпозиция, като е показано превъзходството на предложения метод за някои променливи на състоянията. В [6] се изследва апроксимация в ред на Лагер на линейна система описана в честотната област. Предавателната функция на модела от пълен ред се проектира върху ортогонален базис на Лагер дефиниран в тясна честотна лента, което дава възможност за намаляване на грешката от апроксимация в необходимия честотен диапазон. По този начин се увеличава ефективността на апроксимация, която обаче се ограничава само за избраната честотна лента. В [8] се представя подход за идентификация и анализ на линейни системи, който се базира на апроксимация в ред на Лежандър на траекториите на състоянията. Въвежда се операторна матрица на интегриране, чрез която операциите интегриране и диференциране се свеждат до елементарни матрични операции. Така задачата за апроксимация на линейната система се свежда до решаване на система линейни алгебрични уравнения. Основен недостатък на представените методи е, че не гарантират устойчивостта на получения модел от редуциран ред. Този недостатък може да се избегне като на определен етап от алгоритъма системата се преобразува в балансова форма. В [12] е предложен опростен алгоритъм за балансови реализации

на мрежови модели описани в ред на Лагер. Алгоритмът работи в честотната област, като от матричните коефициенти на Лагер се определя матрицата на Ханкел, на базата на която се изчислява балансова реализация както за непрекъсната, така и за дискретна система. Алгоритмът представя ефективно решение на задачата за апроксимация на мрежови модели описани в ред на Лагер, като избягва изчисляване на грамианите на системата за получаване на балансовите реализации. В [11] е представен метод за редуциране на реда на модела чрез развитие в ред на Фурие на дискретната предавателна функция на разглежданата система. Коефициентите в реда на Фурие се изчисляват точно, като се използва ефективна итеративна процедура. Затрудненията при прилагането на тези методи са от числен характер поради необходимостта да се работи в честотния диапазон, където грешката от изчисления нараства с нарастване на реда на нередуцираната система.

В тази статия се предлага метод за редуциране на реда на модела чрез използване на апроксимация в ред на Чебишев.

Методът на апроксимация се базира на матрицата с данни от дискретизираната траектория на състоянията на системата. Дискретизираната траектория на състоянията се апроксимира в ред на Чебишев. Представени са два подхода: *i)* при първия се осъществява проекция на Галеркин върху подпространство генерирано от част от стълбовете на коефициентите на Фурие на апроксимираната траектория, *ii)* при втория подход коефициентите на Фурие на апроксимираната траектория се използват за изчисляване на грамианите на достижимост и набюдаемост, от които се построява балансова реализация.

И двата представени подхода са детерминистични по своя характер и се базират на проведен експеримент за генериране на дискретизираната траектория на състоянията.

2. Апроксимация с ортогонални полиноми на Чебишев

Един от най-разпространените подходи за апроксимация на непрекъснати функции е чрез използване на ортогонални полиноми на Чебишев. Реализацията в полиномен ред на Чебишев дава най-добрата равномерна апроксимация в зададен краен интервал на аргумента. Задачата за апроксимация на непрекъснати функции по Чебишев е минимаксна задача, тъй като решението се търси чрез определяне на най-малката стойност на максималното отклонение между функцията и търсения полином.

Полученото решение удовлетворява условието на Хаар, а именно броят на нулите на апроксимиращия полином върху интервала на изследване да бъде равен на степента на полинома. По такъв начин грешката от апроксимация алтернативно сменя знака си и се изпълнява условието за минимално равномерно отклонение. Полиномът на Чебишев от първи вид от ред n се дефинира чрез израза:

$$T_n(t) = \cos[n \arccos(t)], \qquad t \in [-1,1], \qquad n = 0,1,2,\ldots \tag{1}$$

По този начин, ако положим $t=\cos\theta$, $\theta\in[0,\pi]$ се получава $T_n(\cos\theta)=\cos(n\theta)$. Този израз определя следното рекурентно съотношение, което практически се използва за определяне на полиномите на Чебишев от произволен ред:

$$T_{n+1}(t)=2tT_n(t)-T_{n-1}(t),\quad n=1,2,3,\ldots \tag{2}$$

като $T_0(t)=1$ и $T_1(t)=t$. Формулата на Родригес се представя във вида:

$$T_n(t)=\frac{(-2)^n}{(2n)!}\sqrt{1-t^2}\,\frac{d^n}{dt^n}\left(1-t^2\right)^{n-0.5},\qquad t\in[-1,1] \tag{3}$$

а също така е в сила съотношението:

$$T_n(t)=\frac{n}{2}\sum_{k=0}^{[n/2]}\frac{(-1)^k(n-k-1)!}{k!(n-2k)!}(2t)^{n-2k},\qquad t\in[-1,1] \tag{4}$$

където $[n/2]$ е най-голямото цяло число $\le n/2$. Първите няколко члена на множеството ортогонални полиноми на Чебишев върху интервала $[-1,1]$ се представят чрез следните изрази [2]:

$T_0(t)=1$, $T_1(t)=t$, $T_2(t)=2t^2-1$, $T_3(t)=4t^3-3t$, $T_4(t)=8t^4-8t^2+1$,
$T_5(t)=16t^5-20t^3+5t$, $T_6(t)=32t^6-48t^4+18t^2-1$, $T_7(t)=64t^7-112t^5+56t^3-7t$

Полиномите на Чебишев намират приложение както в непрекъснатата, така и в дискретната област. Ако разгледаме точките $t_k=\cos\left[\frac{(k+0.5)\pi}{n+1}\right]$, $k=0,1,\ldots,n$, които представляват нулите на полинома с най-малка равномерна норма $T_{n+1}(t)=\prod_{k=0}^{n}(t-t_k)$, тогава е в сила условието за дискретна ортогоналност:

$$\sum_{k=0}^{n}T_p(t_k)T_q(t_k)=\gamma\delta_{pq}, \tag{5}$$

където $\gamma=n+1$ при $p=0$ и $\gamma=0.5(n+1)$ при $1\le p\le n$, $p,q\le n$, а δ_{pq} е делта функцията на Кронекер. В непрекъснатата област, полиномите на Чебишев удовлетворяват условието за ортогоналност [9]:

$$\int_{-1}^{1}\frac{T_p(t)T_q(t)}{\sqrt{1-t^2}}dt=\gamma\delta_{pq}, \tag{6}$$

където $\gamma=\pi$ при $p=0$ и $\gamma=0.5\pi$ при $p\ne0$. Функцията $\left(1-t^2\right)^{-0.5}$ е тегловна функция на ортогоналност за полиномите на Чебишев. В такъв случай, условието за ортонормалност

$$\int_{-1}^{1}\varphi_p(t)\varphi_q(t)dt=\begin{cases}1 & за\quad p=q\\ 0 & за\quad p\ne q\end{cases} \tag{7}$$

се изпълнява от функциите $\varphi_p(t)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{T_p(t)}{\left(1-t^2\right)^{1/4}}$, $p=1,2,\ldots$ и $\varphi_0(t)=\sqrt{\frac{1}{\pi}}\frac{1}{\left(1-t^2\right)^{1/4}}$

за $t\in[-1,1]$. При апроксимация на непрекъсната функция $x(t)=\sum_{k=0}^{\infty}c_k\varphi_k(t)$, коефициентите на Фурие c_k се изчисляват от израза:

$$c_k = \int_{-1}^{1} x(t)\varphi_k(t)dt\,, \qquad k = 0,1,2,\ldots \tag{8}$$

В случаите на дискретна ортогонална апроксимация, непрекъснатата функция се представя във вида $x(t) \approx \sum_{k=0}^{n} \widetilde{c}_k T_k(t)$, където $\widetilde{c}_k = \frac{2}{n}\sum_{j=0}^{n} x(t_j)T_k(t_j)$, а t_j са нулите на $T_{n+1}(t)$, т.е. $t_j = \cos\frac{(j+0.5)\pi}{n+1}$, $j = 0,1,\ldots,n$. Обикновено дефиниционната област на непрекъснатата функция $x(t)$ е различна от интервала $[-1,1]$. Ако изменението на аргумента е в друг диапазон е необходимо да се извърши смяна на променливата на интегриране. Така например, ако изменението на аргумента е в диапазона $[0,T]$, тогава ортонормалната редица функции на Чебишев в пространството $L_2[0,T]$ се получава във вида:

$$\varphi_k(\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{T_k(\tau)}{(1-\tau^2)^{1/4}}, \quad k = 1,2,\ldots \quad \text{където} \quad \tau = \frac{2}{T}t - 1 \tag{9}$$

Коефициентите на Фурие на интервала $[0,T]$ се изчисляват по формулата:

$$c_k = \frac{2}{T}\int_0^T x(t)\varphi_k\left(\frac{2}{T}t - 1\right)dt \tag{10}$$

3. Правилна ортогонална декомпозиция и балансови реализации с полиномна апроксимация по Чебишев

Разглеждаме линейната динамична система описана в пространство на състоянията:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \qquad t \geq 0\,, \tag{11.1}$$

$$y(t) = Cx(t), \qquad x(0) = x_0\,, \tag{11.2}$$

където $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R$ и $y(t) \in R$. Грамианът на достижимост на системата (11) върху интервала $[0,T]$ се представя чрез израза:

$$W_r(0,T) = \int_0^T e^{At}BB^T e^{A^T t}dt \tag{12}$$

Грамианът на наблюдаемост на системата (11) върху интервала $[0,T]$ се определя от израза:

$$W_o(0,T) = \int_0^T e^{A^T t}C^T Ce^{At}dt \tag{13}$$

Често за определяне на грамиана на наблюдаемост се използва дуалната система на (11), която се описва с уравненията [3]:

$$-\dot{p}(t) = A^T p(t) + C^T \tilde{y}(t), \tag{14.1}$$

$$\tilde{u}(t) = B^T p(t). \tag{14.2}$$

Системата (14) се развива обратно във времето, за което е необходимо да се въведе смяна на променливата време във вида $\tau = -t$. Известно е, че свойството достижимост на дуалната система (14) е еквивалентно на свойството наблюдаемост на системата (11). Аналогично, грамианът на достижимост на системата

(14) е еквивалентен с грамиана на наблюдаемост на системата (11). В този смисъл, дуалната система може да се използва за определяне на грамиана на наблюдаемост на системата (11). Методът на правилната ортогонална декомпозиция се основава на данни за траекторията на системата, които са получени чрез измерване или симулиране на нейното поведение. Дискретизираната траектория се съхранява в матрицата с данни:

$$X = \begin{bmatrix} x(t_1) & x(t_2) & \cdots & x(t_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_N \end{bmatrix}, \tag{15}$$

където x_i представлява вектора на състоянието измерен в момента t_i, $i = 1,2,\ldots,N$. Траекторията на състоянието на системата (11) се апроксимира на интервала $[0,T]$ чрез зададено множество от ортогонални функции на Чебишев $x(t) \approx \sum_{j=0}^{m} c_j \varphi_j\left(\frac{2}{T}t - 1\right)$. Тогава, матрицата с дискретните данни X се представя във вида:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_N \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{01} & \varphi_{02} & \cdots & \varphi_{0N} \\ \varphi_{11} & \varphi_{12} & \cdots & \varphi_{1N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{m1} & \varphi_{m2} & \cdots & \varphi_{mN} \end{bmatrix}, \tag{16}$$

където матрицата $\{\varphi_{ij}\}$, $i = 0,1,\ldots,m$, $j = 1,2,\ldots,N$ съдържа дискретизираните ортонормални функции на Чебишев, а матрицата със стълбове $\{c_j\}, j = 0,1,\ldots,m$ съдържа векторните коефициенти на Фурие в ортогоналното развитие на дискретизираната траектория на състоянието. Когато $m < n-1$, траекторията на състоянията се проектира върху подпространство на пространство на състоянията с по-малка размерност. Матрицата на преобразование на подобие за системата (11) се формира от стълбовете на матрицата с коефициентите на Фурие в ортогоналната апроксимация с функции на Чебишев $V_m = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_m \end{bmatrix}$. Редуцираната система се получава във вида: $\hat{A} = V_m^T A V_m$, $\hat{B} = V_m^T B$, $\hat{C} = C V_m$. Състоянията на редуцираната система се получават чрез проекция на Галеркин, която се изчислява във вида $P_m = V_m V_m^T$. Така преобразуваните състояния се изчисляват чрез израза $\tilde{x}(t) = V_m \hat{x}(t) = P_m x(t)$, където $\hat{x}(t)$ е състоянието на редуцираната система.

Ако входният сигнал на системата е делта функция $u(t) = \delta(t)$, състоянието на системата при нулеви начални условия $x(0) = 0$ се определя във вида $x(t) = e^{At} B$. Тогава грамианът на достижимост се изчислява чрез израза:

$$W_r(0,T) = \int_0^T e^{At} B B^T e^{A^T t} dt = \int_0^T x(t) x^T(t) dt = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{m} c_k c_k^T, \tag{17}$$

където траекторията на състоянието се апроксимира на интервала $[0,T]$ в ортогонален ред $x(t) \approx \sum_{j=0}^{m} c_j \varphi_j\left(\frac{2}{T}t - 1\right)$ и се използват ортонормалните свойства на

функциите на Чебишев $\{\varphi_k\}$, $k=0,1,\ldots,m$. Аналогично, за грамиана на наблюдаемост се получава изразът:

$$W_o(0,T)=\int_0^T e^{A^T t}C^T Ce^{At}dt=\int_0^T p(t)p^T(t)dt=\frac{2}{T}\sum_{k=0}^{m}g_k g_k^T, \qquad (18)$$

където траекторията на състоянието на дуалната система (14) се апроксимира на интервала $[0,T]$ в ред от ортонормални функции на Чебишев $p(t)\approx\sum_{j=0}^{m}g_j\varphi_j\left(\frac{2}{T}t-1\right)$ с векторни коефициенти на Фурие g_j, $j=0,1,\ldots,m$.

4. Експериментални резултати

Разглеждаме линейната стационарна система описана чрез модел в пространство на състоянията:

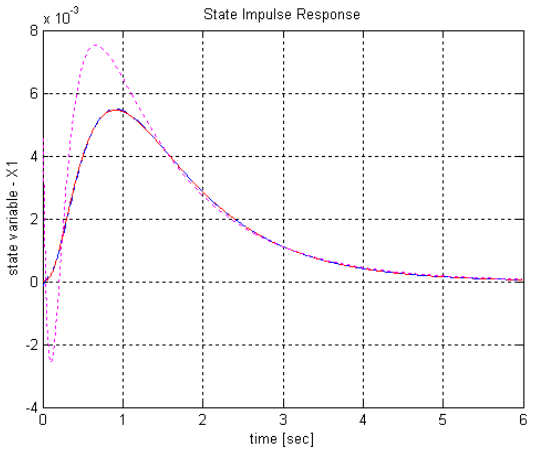
$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t), \qquad (19.1)$$

$$y(t)=Cx(t), \qquad t\geq 0, \qquad (19.2)$$

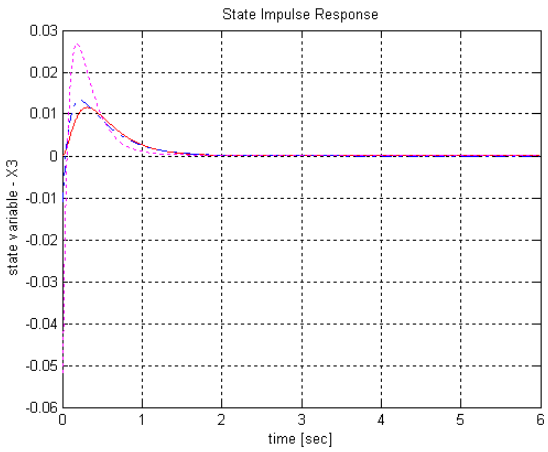
където системните матрици са представени както следва:

$$A=\begin{bmatrix}-1 & 1 & 1 & 0 & 0\\ 0 & -3 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -3 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -7 & 1\\ 0 & 0 & 0 & 0 & -12\end{bmatrix}, \qquad b=\begin{bmatrix}0\\0\\0\\0\\2\end{bmatrix}, \qquad (20)$$

$$c=\begin{bmatrix}0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0\end{bmatrix}.$$



Фиг.1. Тегловни функции по състояние на *X1* при *n*=5 -----, *n*=4 -.-.-., *n*=3 …….

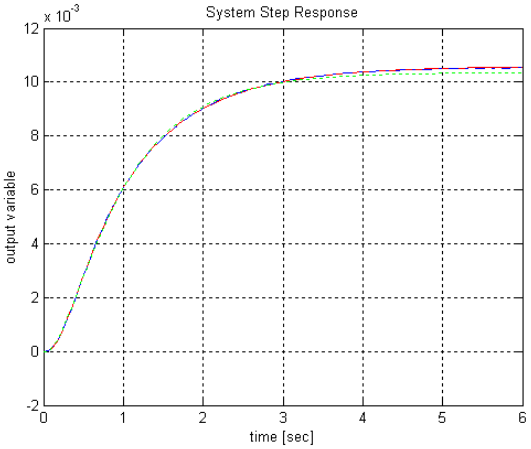


Фиг.2. Тегловни функции по състояние на *X3* при *n*=5 -----, *n*=4 -.-.-., *n*=3 …….

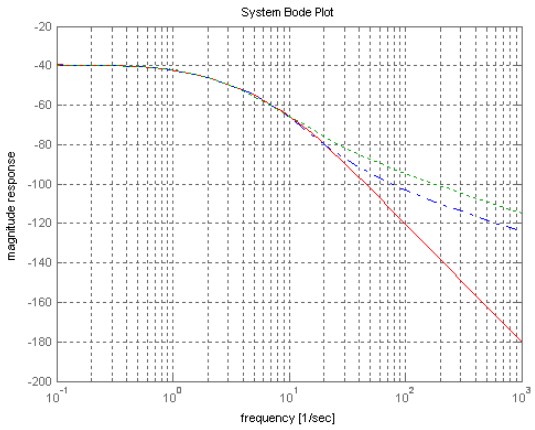
На фиг.1 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_1 на системата от пълен ред и редуцираните системи от четвърти и трети ред получени по метода на правилната ортогонална декомпозиция. На фиг.2 са показани тегловните функции по състояние на променливата x_3 на системата от пълен ред и редуцираните системи от четвърти и трети ред. Тези графики представят траекториите на системата в интервала $[0,6]sec$.

$\|x_1^v-x_1^{iv}\|/\|x_1\|=0.0086$, $\|x_3^v-x_3^{iv}\|/\|x_3\|=0.27$, $\|x_1^v-x_1^{iii}\|/\|x_1\|=0.356$, $\|x_3^v-x_3^{iii}\|/\|x_3\|=1.29$

Непосредствено се вижда, че системата от пълен ред и редуцираната система от четвърти ред имат почти еднакви тегловни функции по състояние,, докато при редуцираната система от трети ред тегловните функции по състояние на променливите x_1 и x_3 значително се различават от тези характеристики на системата от пълен ред. На фиг.3. са показани изходните сигнали на системата от пълен ред и на редуцираните модели от трети и втори ред получени по метода на балансовите реализации.

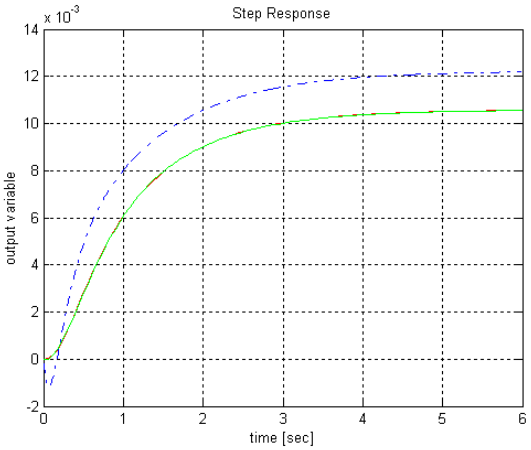


Фиг.3. Преходни характеристики на системата от ред n=5 -----, n=3 -.-.-., n=2 ….

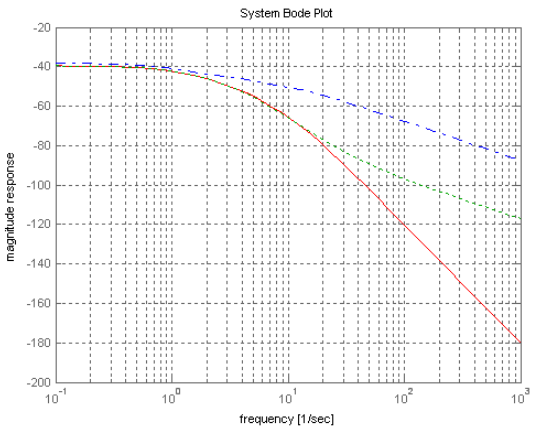


Фиг.4. Логаритмична амплитудни характеристики на системата при n=5 -----, n=3 -.-.-., n=2 …..

Фиг.4. представя логаритмичните амплитудно честотни характеристики на системата от пълен ред и на редуцираните модели от трети и втори ред. Вижда се ясно, че преходните характеристики почти съвпадат и в трите случая. При логаритмичните амплитудно честотни характеристики, разликите се появяват при високите честоти. Особеното в случая е, че методът на балансовите реализации е входно/изходен метод и сравнява времевите и честотни характеристики на входно/изходните съотношения, докато методът на правилната ортогонална декомпозиция възстановява тегловните характеристики по състояние, което се постига чрез използване на проекция на Галеркин.



Фиг.5. Преходни характеристики на системата n=5 ----, и n=3 *POD* -.-.-. *BT* ……



Фиг.4. ЛАЧХ на системата от ред n=5 -----, и на системата от ред n=3 *POD* -.-.-., *BT* n=3 …...

Фиг.5 и фиг.6. показват преходните характеристики и логаритмичните честотни характеристики на системата от пълен ред и на редуцираните системи от трети ред получени по метода на правилната ортогонална декомпозиция и метода на балансовите реализации. Вижда се, че методът на балансовите реализации дава

по-добра апроксимация на системата от трети ред в сравнение с метода на правилната ортогонална декомпозиция.

5. Заключение

Този доклад разглежда методите на правилната ортогонална декомпозиция и на балансовите реализации чрез използване на апроксимация с ортогонални полиноми на Чебишев. Изследвани са различни случаи на апроксимация, като траекториите на състоянието и честотните характеристики на получените системи от редуциран ред са сравнени с тези на системата от пълен ред. Получените резултати показват, че методът на балансовите реализации дава по - точна апроксимация на входно/изходните характеристики на системата, докато преимуществото на метода на правилната ортогонална декомпозиция е, че възстановява състоянията на редуцираната система чрез използване на ортогонална проекция. Проведените експерименти потвърждават добрите апроксимационни свойства и на двата метода.

Литература

1. Перев, К., „Правилна ортогонална декомпозиция с полиноми на Лежандър", *Сборник доклади от конференцията по Автоматика и информатика*, София, стр. I-221 – I-224, 2013
2. Abramowitz, M., I. Stegun, edts., *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables*, Dover Publ., N. Y., 1972
3. Antoulas, A., *Approximation of large – scale dynamical systems*, SIAM Publ., Philadelphia, 2005
4. Eid, R., B. Lohmann, "Moment matching model order reduction in time domain via Laguerre series", *Proceedings of the17th World Congress of IFAC*, Seoul, pp. 3198 – 3203, 2008
5. 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
6. Knockaert, L., D. De Zutter, "Laguerre – based bandlimited reduced – order modeling", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 52, 9, pp. 2321 – 2329, 2004
7. Moore, B., "Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability and model reduction", *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol. 26, № 1, pp. 17 – 32, 1981
8. Paraskevopoulos, P., "Legendre series approach to identification and analysis of linear systems", *IEEE Trans. Autom. Contr.*,, vol. 30, 6, pp. 585 – 589, 1985
9. Schetzen, M., *The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems*, R. Krieger Publ. Corp., Malabar, 1989
10. Sirovitch, L., "Turbulence and the dynamics of coherent structures. Part I - II", *Quart. Appl. Math.*, vol. 45, pp. 561 – 590, 1987
11. Willcox, K., A. Megretski, "Fourier series for accurate, stable reduced-order models in large-scale linear applications", *SIAM Jour. Sci. Comp.*, vol.26, №3, 2005
12. Zhou, Q., E. Davison, "A simplified algorithm for balanced realization of Laguerre network models", *Proc. 39th Conf. Dec. Contr.*, Sydney, pp. 4636-4640, 2000

Автор: Камен Перев, доц. д-р, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 03.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Цоньо Славов

АРИТМЕТИЧНО УСТРОЙСТВО ЗА ЧИСЛА С ПЛАВАЩА ЗАПЕТАЯ ЗА FPGA ПРИБОРИ

Йордан Кралев, Филип Ф. Филипов, Красимира Филипова

Резюме: *Методите на автоматичното управление изискват изчисления с реални числа. В цифровата техника, аритметиката с плаваща запетая е най-доброто решение за целта. В доклада са представени Simulink модели, съобразени със стандарта IEEE 754, за операциите събиране, изваждане и умножение на числа с плаваща запетая с единична точност. От моделите е генериран VHDL код, който е вграден в Spartan 3E FPGA прибор. Проведени са симулационни и експериментални изследвания за валидация на разработените модули. Направено е сравнение относно заеманото място на чипа с други предлагани решения.*

Ключови думи: *аритметика с плаваща запетая, Simulink HDL Coder, вградени системи, IEEE 754,* VHDL 2008.

FLOATING-POINT OPERATIONS FOR FPGA

Jordan Kralev, Filip F. Filipov, Krasimira Filipova

Abstract: *Automatic control requires real numbers in its calculations. In digital electronics, the best approximation to the ring of real numbers is floating point arithmetic. In the paper we present Simulink models for summation, subtraction and multiplication operations for single floating-point numbers, according to IEEE 754. From them we generate a VHDL code, which is used to build simple embedded system for Spartan 3E FPGA. We validate our floating-point units by simulation and experimental procedures. A comparison is made for the required chip area, with other solutions.*

Keywords: *floating-point arithmetic, Simulink HDL Coder, embedded systems, IEEE 754,* VHDL 2008

1. Въведение

Множеството на реалните числа R съдържа безброй елементи и не може да бъде кодирано с крайни множества от електрически състояния, върху каквито е базирана съвременната цифрова техника. Възможно решение е избор на подходящо крайно подмножество $A \subset R, |A| = 2^N$. Тогава, за да се запази алгебричната структура на пръстена на реалните числа, т.е. действията събиране и умножение, се налага въвеждане на операция закръгление, което обаче изменя смисъла

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тези действия. Затова избора на елементи на A се оказва сложен. Към момента може да се счита, че за практически задачи, най-добрата извадка от множеството на реалните числа са числата във формат с плаваща запетая (ЧФПЗ), дефинирани от стандарта на IEEE 754 [1]. За алгебричните операции се използват алгоритми, съставени от реализуеми логически инструкции.

За разлика от микропроцесорите, FPGA приборите дават свобода на проектанта да програмира хардуерното ниво на системата, а не само софтуерното [2]. Процеса на разработка е ефективен, когато проектанта разполага с голям набор от спецификации на хардуерни компоненти. Аритметичните устройства за операции с ЧФПЗ са ключов компонент при всяка компютърна архитектура, ориентирана към числени алгоритми за обработка на информация. Съществуват някои готови решения за такива устройства, които най-общо се разделят на такива с отворен код [3], и комерсиални. От решенията с отворен код, трудно може да се попадне на висококачествени такива, с оглед на изискванията за надеждност и консумирано пространство от FPGA прибора.

За провеждане на изчисления с ЧФПЗ, във FPGA, е необходимо вграждане на съответна система в прибора. Архитектурите на FPGA включват логически блокове за общо предназначение (CLB) и специализирани логически блокове (SLB). Проектантът въвежда конфигурационен файл в прибора, и така дефинира различни системи от базовите блокове. Съвременният подход за проектиране на вградени системи за FPGA, предполага спецификация на език от високо ниво (например Simulink, VHDL, MATLAB, ...). Следва автоматично генериране на последователност от нарастващи по детайлност описания, завършваща с окончателния конфигурационен файл. В доклада са разгледани Simulink модели за операциите събиране и умножение, както и тяхната симулационна и експериментална валидация.

2. Представяне на числата с плаваща запетая

Най-общо, представянето на числото X, като ЧФПЗ е във вида $\pm d_0.d_1d_2\cdots d_{p-1}\times\beta^e$, където $d_0.d_1d_2\cdots d_{p-1}$ се нарича мантиса, а $\boldsymbol{e}$ – порядък, т.е.

$$X = \pm d_0.d_1d_2\cdots d_{p-1}\times\beta^e = (\pm\sum_{k=0}^{p-1} d_k\beta^{-k})\beta^e,\ 0 < d_i < \beta$$

Ако цялата част на мантисата е съставена само от една цифра, напр. $d_0 = 1$, тогава числото е *нормализирано* [4]. От изискването за нормализация следва единствеността на представянето. За измерване на грешката от апроксимация на реално число $\boldsymbol{Z}$ с ЧФПЗ $\boldsymbol{X}$ съществуват следните начини [5]:

- $e_{ulps} = \left|d_0.d_1d_2\cdots d_{p-1} - \frac{Z}{\beta^e}\right|\beta^{p-1}$ – брой грешни значещи цифри;
- $e_{rel} = \frac{|Z-X|}{Z}$ – относителна грешка.

Освен това, съществува свързващата зависимост: $0.5\beta^{-p} \le 0.5e_{rel} \le 0.5\beta^{-p}$.

При стандарта IEEE 754 основата е $\beta = 2$, и съществуват 4 различни нива на точност, чиито параметри са дадени в табл.1.

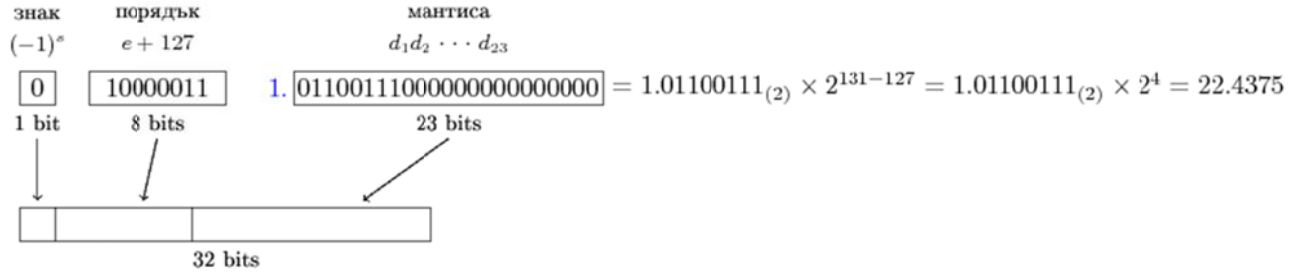
Табл.1. Нива на точност според IEEE 754 [1]

Параметър [битове]	Ниво на точност			
	Единична	Единична разширена	Двойна	Двойна разширена
p	24	≥ 32	53	≥ 64
e	8	≥ 11	11	≥ 15
X	32	≥ 43	64	≥ 79

В настоящата работа се използва формата с единична точност. При него числата се съхраняват в 32 бита, съобразно следната структура:

бит за знак _ 8 бита порядък _ 23 бита мантиса

Порядъкът може да бъде в интервала $-2^7 + 1 \leq e \leq 2^7$. Той се съхранява като 8 битово цяло число, което се получава с прибавяне на отместване 127 към порядъка $\boldsymbol{e}$. Мантисата съдържа само дробната част на числото, защото при нормализираните числа се подразбира, че цялата част е 1. Например, едно ЧФПЗ с единична точност се съхранява в 32 битов регистър по следния начин:



Стандартът IEEE 754 дефинира и как трябва да се извършват аритметичните операции с ЧФПЗ. За събирането и умножението се изисква задължително получаване на точния резултат от операцията, след което се прилага закръгляване.

$$\begin{aligned} A + B &= a_0.a_1 \cdots a_{p-1} \times 2^{e_a} + b_0.b_1 \cdots b_{p-1} \times 2^{e_b} \\ &= \left(a_0.a_1 \cdots a_{p-1} + 0.0 \cdots 0 b_0.b_1 \cdots b_{p-1}\right) \times 2^{e_a} \\ &= c_0 c_1.c_2 \cdots c_m \times 2^{e_a} \\ &\approx c_0.c_1 \cdots c_{p-1} \times 2^{e_c} = C, \qquad e_a - e_b = e_\Delta > 0 \end{aligned} \tag{1}$$

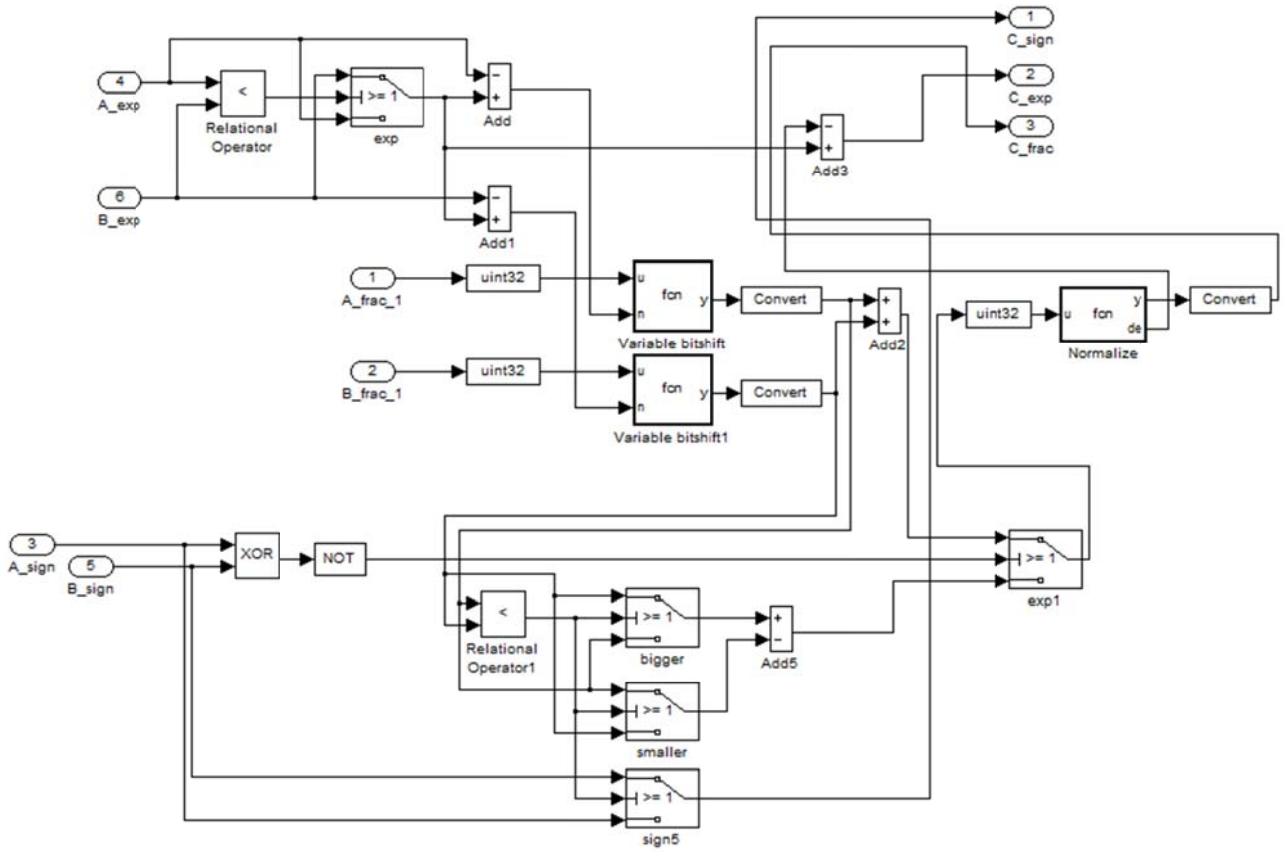
$$\begin{aligned} A * B &= \left(a_0.a_1 \cdots a_{p-1} \times 2^{e_a}\right) * \left(b_0.b_1 \cdots b_{p-1} \times 2^{e_b}\right) \\ &= c_0 c_1.c_2 \cdots c_{2p} \times 2^{e_a + e_b} \\ &\approx c_0.c_1 \cdots c_{p-1} \times 2^{e_c} = C \end{aligned} \tag{2}$$

3. Simulink модели

Модел за събиране и изваждане

Simulink моделът за събиране на ЧФПЗ, с единична точност, е показан на фиг.1. Той е изграден от следните блокове: Relational operator, Switch, Data Type Conversion, Logical Operator, Sum, Embedded MATLAB function. Входовете на

модела са двата операнда A и B, декомпозирани по своите компоненти - мантиса, порядък, знак.



Фиг.1. Simulink модел за операциите събиране и изваждане на ЧФПЗ

Блокът Relational Operator сравнява порядъка на операнда A с този на B. По-големият порядък се записва в сигнала E_{ref}, като за получаването му в Simulink се използва блока exp (от тип Switch).

$$P_1 : A_{exp} < B_{exp}$$

$$E_{ref} = \max(A_{exp}, B_{exp}) = \begin{cases} A_{exp}, \textbf{not}\ P_1 \\ B_{exp}, P_1 \end{cases} \quad (3)$$

Събирането изисква двата операнда да са с еднакъв порядък, което се постига с побитово преместване надясно (**shr**) на ефективните мантиси на двата операнда, съответно с N_A и N_B бита. Броят на битовете, с които трябва да бъде преместено всяко число се изчислява посредством сигнала E_{ref}, чрез 8 битовите суматори (Add и Add1).

$$\bar{A}_{frac,1} = A_{frac,1}\ \textbf{shr}\ N_A\ , \quad N_A = E_{ref} - A_{exp} \quad (4)$$
$$\bar{B}_{frac,1} = B_{frac,1}\ \textbf{shr}\ N_B\ , \quad N_B = E_{ref} - B_{exp}$$

Ефективните мантиси $A_{frac,1}$ и $B_{frac,1}$ се получават чрез конкатенация на единица към мантисата на операндите, т.е.

$$A_{frac,1} = 1 * A_{frac}\ , \quad B_{frac,1} = 1 * B_{frac}$$

Побитовото преместване надясно се извършва чрез командата y = bitshift(u,-n), която е записана в блока Variable bitshift (от тип Embedded Function). Блокът Relational Operator 1 сравнява мантисата на операнда A с тази на B. За опреде-

лянето на по-голямата и по-малката мантиса се използват, съответно, блоковете bigger и smaller (от тип Switch).

$$P_2: A_{frac,1} < B_{frac,1}$$

$$L_B = \max(\bar{A}_{frac,1}, \bar{B}_{frac,1}) = \begin{cases} \bar{B}_{frac,1}, P_2 \\ \bar{A}_{frac,1}, \textbf{not}\ P_2 \end{cases} \quad (5)$$

$$L_S = \min(\bar{A}_{frac,1}, \bar{B}_{frac,1}) = \begin{cases} \bar{A}_{frac,1}, P_2 \\ \bar{B}_{frac,1}, \textbf{not}\ P_2 \end{cases}$$

Блокът Add2 извършва сумирането на мантисите, а Add5 изваждането им. Това са 25 битови суматори за 24 битови числа, т.е. включват и един защитен бит.

$$R_{sub} = L_B - L_S\,, \quad d(R_{sub}) = 25\ [\text{бита}] \quad (6)$$

$$R_{sum} = \bar{A}_{frac,1} + \bar{B}_{frac,1}\,, \quad d(R_{sum}) = 25\ [\text{бита}]$$

Вида на операцията се определя от сигнал T, който управлява ключа exp1.

$$T = \textbf{not}\ (A_{sign}\ \textbf{xor}\ B_{sign})$$

$$C_{frac,un} = \begin{cases} R_{sum}, T \\ R_{sub}, \textbf{not}\ T \end{cases} \quad (7)$$

Резултатът от операцията е ненормализирано число $C_{frac,un}$. Алгоритмът за нормализацията му е въведен в блока Normalize (от тип Embedded Function).

```
function [y,de] = fcn(u)
%#eml
buf=u;
p=int8(-1);
c=bitand(buf,2^24);
for ind=1:25
    if (~c)
        p=p+1;
        buf=bitshift(buf,1);
        c=bitand(buf,2^24);
    end
end
bufy = bitand(bitshift(u,p),2^23-1);
y=bufy;
de=p;
```

1. $p = FF_{(16)} = -1_{(10)}, buf = C_{frac,un}, c = buf\ \textbf{bitand}\ 1000000_{(16)}, ind = 1$
2. Ако $c = 0$, тогава $p = p + 1, buf = buf\ \textbf{shl}\ 1, c = buf\ \textbf{bitand}\ 1000000_{(16)}$
3. $ind = ind + 1$, Ако $ind < 26$, тогава *стъпка 2*
4. $C_{frac} = (C_{frac,un}\ \textbf{shr}\ p)\ \textbf{bitand}\ 7FFFFF_{(16)}, \delta e = p$

Тази функция ($f_{normalize}$) прави корекция на мантисата и изчислява отместване (δe), с което трябва да се коригира порядъка

$$\begin{pmatrix} C_{frac} \\ \delta e \end{pmatrix} = f_{normalize}(C_{frac,un})$$

$$C_{exp} = E_{ref} - \delta e\,, \quad C_{sign} = \begin{cases} A_{sign}, P_2 \\ B_{sign}, \textbf{not}\ P_2 \end{cases} \quad (8)$$

Модел за умножение

Simulink моделът за умножение на ЧФПЗ, с единична точност, е показан на фиг.2. Блоковете Gain и Gain1, преобразуват ефективната мантиса на операндите към формат с фиксирана запетая, при който има 1 бит за цялата част и 23 бита - за дробната.

Този формат се записва като $FIX(s, L, F) = FIX(0{,}24{,}23)$, или съответно,

$$X_{FIX(s,L,F)} = X\ 2^{-F},$$

където X е цяло число, представено в допълнителен код.

$$A_{mul} = \left(\frac{A_{frac,1}}{2^{23}}\right)_{FIX(0,24,23)} \qquad B_{mul} = \left(\frac{B_{frac,1}}{2^{23}}\right)_{FIX(0,24,23)} \tag{9}$$

Блокът Product е умножител на числа с фиксирана запетая. Резултатът е вход на блока за нормализация. След нормализацията се прави закръгление, при което мантисата се преобразува от 48 до 23 битова.

$$\begin{pmatrix} C_{frac} \\ \delta e \end{pmatrix} = f_{normalize}(C_{mul}) \tag{10}$$

Порядъкът на произведението е сума от порядъците на операндите, при сумирането трябва да се отчете наличието на отместване 127 в представянето на порядъка на ЧФПЗ. Суматорите са 9 битови.

$$C_{exp,sum} = A_{exp} + B_{exp} - 127 \qquad C_{exp} = C_{exp,sum} - \delta e \tag{11}$$

Знакът на резултата се определя чрез операцията изключващо или.

$$C_{sign} = A_{sign}\ \mathbf{xor}\ B_{sign} \tag{12}$$

Алгоритмът за нормализация е въведен в блока Normalize_mul (от тип Embedded MATLAB Function) и е аналогичен на този, използван при събирането.

4. Верификация и валидация

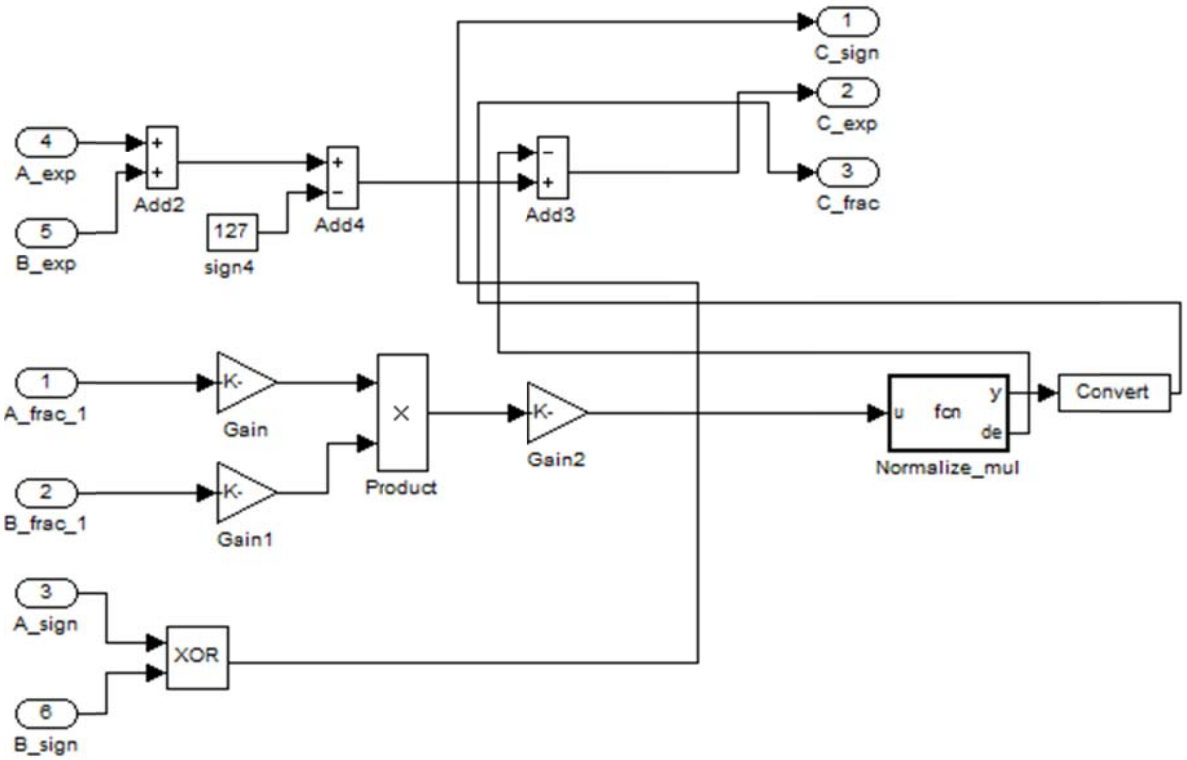
За верификацията на Simulink моделите се използва направеното им формално описание в т. 3. Съответствието на моделите, с изискванията дадени в стандарта IEEE 754 , е обобщено в табл.2.

Проведени са симулационни и експериментални изследвания за валидация на моделите. За осъществяване на симулация в Simulink са формирани допълнителни блокове, които преобразуват въведено ЧФПЗ до неговите компоненти и обратно.

На фиг.3 е показан резултата от симулация на операцията умножение.

За експериментална валидация е използван FPGA прибор Spartan 3E и развойна платка Spartan 3E Starter-Kit [6]. Чрез инструмента Simulink HDL Coder [9] е генерирано поведенческо описание на езика VHDL, за двата аритметични модула.

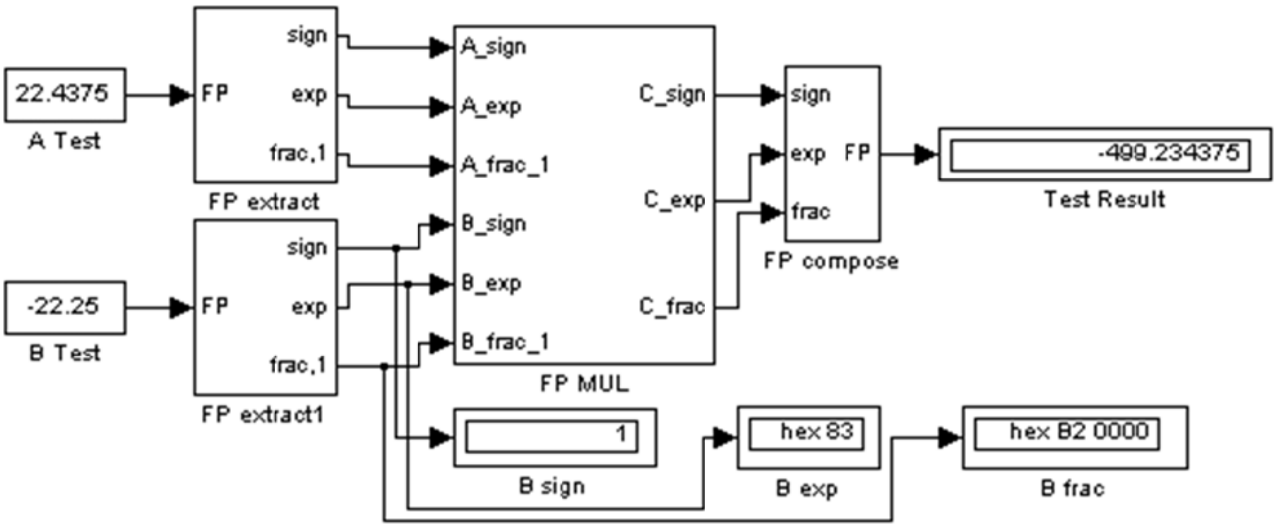
След това, те са интегрирани в развойната среда Xilinx ISE, чрез два модула: Ethernet/IP/UDP комуникационен и управляващ (фиг.4). Всяко устройство, в локалната Ethernet мрежа, да зададе операндите и вида на операцията. Вградената система извършва аритметичната операция и връща резултата на заявителя й.



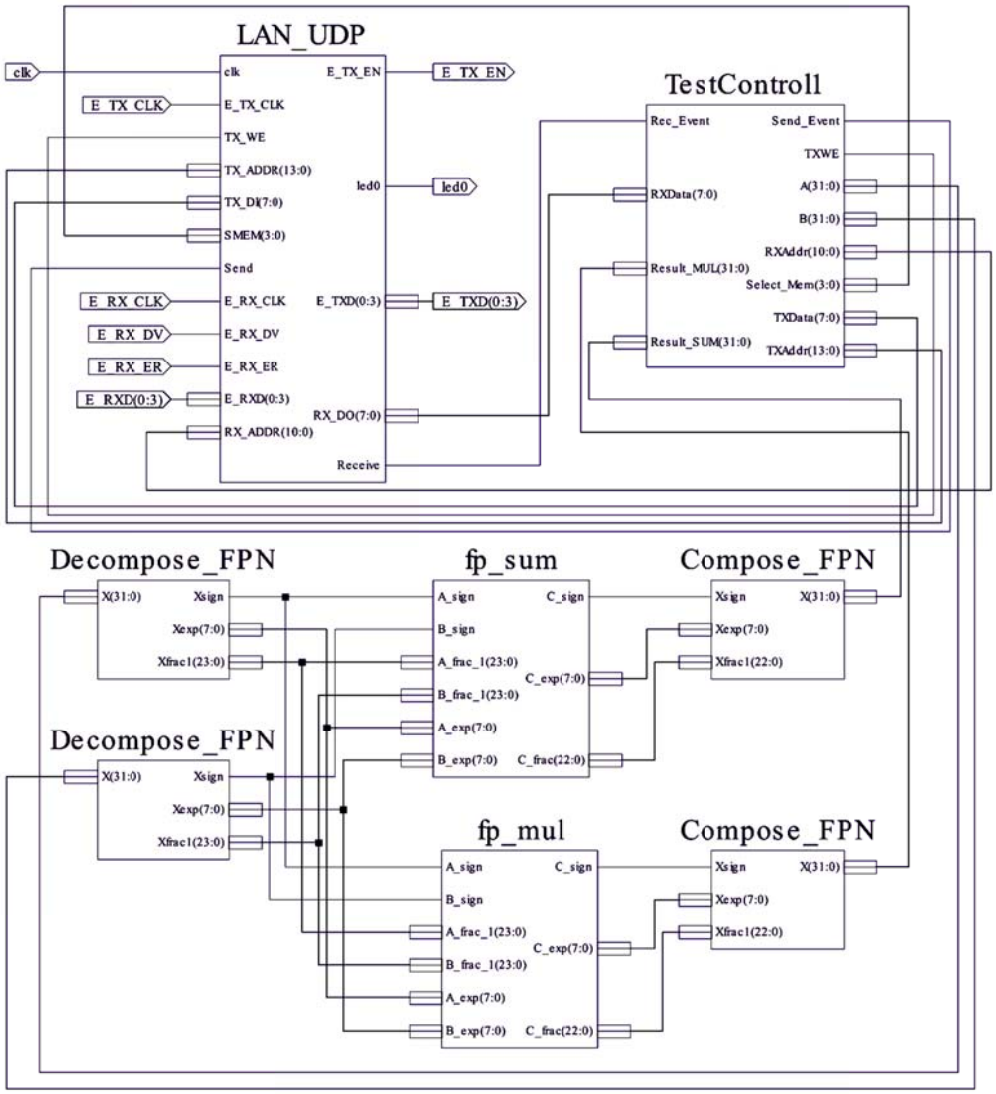
Фиг.2. Simulink модел за операцията умножение на ЧФПЗ

Табл.2. Изпълнение на изискванията на IEEE 754

Изискване по стандарт	*Изпълнение в Simulink*
бит за знак _ 8 бита порядък _ 23 бита мантиса	фиг. 1, фиг. 2
Получаване на точен резултат и закръгляване - (1),(2)	(6), (10)
Нормализация на числата	(8)
Изключения (Inf, NaN,…)	не се поддържа
Защита от препълване	Настройка на параметрите на блокове тип Add, Product, Convert



Фиг.3. Симулация за валидация на операцията умножение



Фиг.4. Архитектура на вградена система в FPGA за операции с плаваща запетая

Отчет за използваните ресурси от FPGA прибора, за реализация на аритметичните операции, е даден в фиг.6 и фиг.8. Направено е сравнение с библиотеката за плаваща запетая в VHDL 2008[10] – нов стандарт за езика, който, за съжаление, и до днес не се поддържа от средите на всички производители на FPGA. На фиг.5 е показана статистика след синтезиране и имплементиране на написан VHDL код за събиране на числа, представени с плаваща запетая. На фиг. 6 е показана същата статистика, с използване на същите настройки, при имплементиране и синтезиране, но чрез MATLAB блока за събиране.

Видно е, че при използване на VHDL библиотеката са необходими повече ресурси, но това е обяснимо с факта, че там се правят проверки за Inf, NaN и др. , които за момента не са реализирани в MATLAB блока. При операцията умножение (фиг.7 и фиг.8) заеманите ресурси от MATLAB блока са два пъти повече, което показва, че при VHDL библиотеката е използван по-добре оптимизиран алгоритъм. За да се избягне автоматичното използване на повече битове от MATLAB блока, при преминаване от един тип данни в друг, планираме бъдещи промени в него.

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	**Used**	**Available**	**Utilization**
Number of 4 input LUTs	1,297	9,312	13%
Number of occupied Slices	658	4,656	14%
Number of Slices containing only related logic	658	658	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	658	0%
Total Number of 4 input LUTs	1,299	9,312	13%
Number used as logic	1,297		
Number used as a route-thru	2		
Number of bonded IOBs	98	232	42%
IOB Flip Flops	32		
Number of BUFGMUXs	1	24	4%
Average Fanout of Non-Clock Nets	3.84		

Фиг.5. Използвани ресурси при използване на VHDL библиотеката за операцията събиране от FPGA прибора, след синтез и имплементиране

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	**Used**	**Available**	**Utilization**
Number of 4 input LUTs	995	9,312	10%
Number of occupied Slices	502	4,656	10%
Number of Slices containing only related logic	502	502	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	502	0%
Total Number of 4 input LUTs	995	9,312	10%
Number of bonded IOBs	98	232	42%
Average Fanout of Non-Clock Nets	4.22		

Фиг.6. Използвани ресурси от MATLAB блока за събиране за операцията събиране от FPGA прибора, след синтез и имплементиране

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	**Used**	**Available**	**Utilization**
Number of 4 input LUTs	292	9,312	3%
Number of occupied Slices	161	4,656	3%
Number of Slices containing only related logic	161	161	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	161	0%
Total Number of 4 input LUTs	314	9,312	3%
Number used as logic	292		
Number used as a route-thru	22		
Number of bonded IOBs	98	232	42%
IOB Flip Flops	32		
Number of BUFGMUXs	1	24	4%

Фиг.7. Използвани ресурси при използване на VHDL библиотеката за операцията умножение от FPGA прибора, след синтез и имплементиране

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	**Used**	**Available**	**Utilization**
Number of 4 input LUTs	562	9,312	6%
Number of occupied Slices	301	4,656	6%
Number of Slices containing only related logic	301	301	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	301	0%
Total Number of 4 input LUTs	596	9,312	6%
Number used as logic	562		
Number used as a route-thru	34		
Number of bonded IOBs	98	232	42%
Number of MULT18X18SIOs	4	20	20%
Average Fanout of Non-Clock Nets	2.89		

Фиг.8. Използвани ресурси от блока за умножение за операцията умножение от FPGA прибора, след синтез и имплементиране

5. Заключение

В статията са разгледани Simulink модели за реализация на операциите събиране, изваждане и умножение на ЧФПЗ, с единична точност. Генериран е VHDL код и е вградена система за аритметика с плаваща запетая във FPGA прибор. Показани са резултати, доказващи работоспособността й. Направени са сравнения, по отношение на използваните ресурси, с решения за аритметика с плаваща запетая във FPGA прибор.

По отношение на стандарта IEEE 754, не е изпълнено единствено изискването за обработка изключения, което ще бъде предмет на бъдеща работа. Трябва да се има в предвид, че това несъответствие не влошава сигурността при извършване на операциите, тъй като са взети мерки за защита от препълване.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията представени в доклада са изпълнени и финансирани по договор към ТУ-София, No 142ПД0008-08.

ЛИТЕРАТУРА

[1] IEEE 1987, ***IEEE Standard 754-1985 for Binary Floating-Point Arithmetic**, IEEE. Reprinted in SIGPLAN 22, 2, 9-25*

[2] Brown St., Vranesic Z., ***Fundamentals of Digital Logic with VHDL Design***, 2008, ISBN-10: 0077221435 , ISBN-13: 978-0077221430.

[3] OpenCores. ***Arithmetic Core Projects***. *www.opencores.org*

[4] Kahan W., ***IEEE Standard 754 for Binary Floating-Point Arithmetic**, Lecture notes on the status of IEEE 754, University of California, 14.01.1996*

[5] Goldberg D., ***What Every Computer Scientist Should Know About Floating-Point Arithmetic**, ACM Computing Survays, Vol. 23, No. 1, 03.1991*

[6] Кралев Й.,Филипов Ф.Ф., Филипова Ф., ***Разработка на FPGA системи за управление чрез Simulink***, САИ, София 2013.

[7] Rafiquzzaman M., ***Fundamentals of Digital Logic and Microcomputer Design***, 2005, ISBN-13: 978-0471727842.

[8] Roth, Charles H., "***Digital systems design using VHDL***", CL-Engineering, 2007, ISBN 978-0534384623.

[9] Mathworks Inc. ***Simulink HDL Coder User's Guide***. *www.mathworks.com*

[10] EDA Industry Working Groups.***VHDL-2008 Support Library.*** http://www.eda.org/fphdl/

Автори: Йордан Кралев, маг. инж. докторант, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *jkralev@yahoo.com* ; Филип Ф. Филипов, маг. инж. докторант, докторантско училище ФаГИОПМ, Технически Университет - София; Красимира Филипова, доц. д-р, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *krfil@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** проф. дтн П. Петков

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ДВУКОЛЕСЕН РОБОТ КАТО ОБЕКТ С НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ

Цоньо Славов, Йордан Кралев, Петко Петков

Резюме: *Представени са резултати от процеса на идентификация в затворен контур на разработения от авторите двуколесен мобилен робот. Оценени са множество ARX, ARMAX и BJ модели, описващи динамиката на робота. Извършена е валидация на оценените модели, в резултат на която за описание на робота по канала управление-ъглова скорост на наклона на тялото е избран ARMAX модел от 7 ред, а за описание по канала ъглова скорост на наклона на тялото - ъглова скорост на колелата е избран BJ модел от 3 ред. На базата на доверителните интервали на оценките на параметрите са разработени модели на робота с входна мултипликативна неопределеност. Дадени са и разработените модели от втори ред, описващи въртеливото движение на робота около вертикалната ос.*

Ключови думи: *Двуколесен робот, Идентификация в затворен контур, Неопределен модел*

IDENTIFICATION OF TWO WHEELED ROBOT

Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Petko Petkov

Abstract: *In this paper the results from identification of two-wheeled robot are presented. The set of ARX, ARMAX and BJ models are estimated by closed-loop identification procedure. After validation of estimated models seventh order ARMAX model and third order BJ model are chosen for description of dynamics between control signal and body angular rate and between body angular rate and wheels angular rate, respectively. The presented time domain and frequency domain validation results show acceptable performance of developed models. A second order model describing robot yaw movement is also presented in the paper.*

Keywords: *Two-wheeled robot, Closed-loop identification, Uncertain models*

1. Увод

Двуколесните роботи имат редица предимства в сравнение с устойчивите колесни роботи като компактни размери, висока маневреност, способност за преминаване през тесни пространства, способност за толериране на големи товарни смущения и т.н. Всичко това обуславя засиления интерес към двуколесните мобилни роботи [1].

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

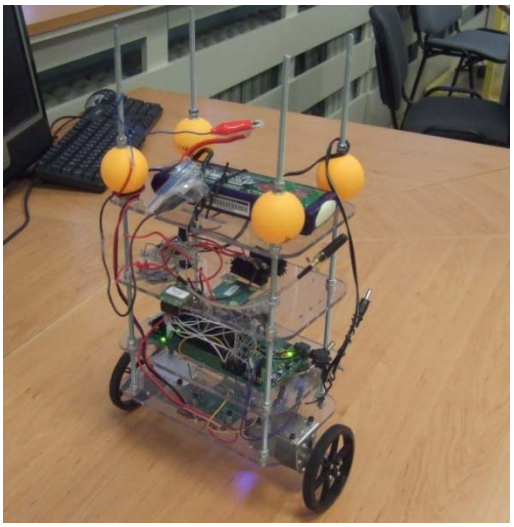
ISSN 1311-0829

За получаване на модел на робота може да се използва подходът на моделирането или методите на идентификацията. Използването на принципите на моделирането изисква допълнителни познания за физиката на обекта и значително количество априорна информация. От друга страна идентификацията предлага алтернатива на моделирането, при което обектът се разглежда като „черна“ кутия и се търси функционално съответствие между модел и обект. В литературата са представени резултати за ARX, ARMAX, OE и BJ модели на двуколесен робот [2], където се стига до извода, че динамиката на робота може да се опише достатъчно точно с ARX модел от пети ред. В [3] с методите на идентификацията е получен модел в пространство на състоянията от трети ред на двуколесен робот. Предимствата на моделите за целите на управлението, получени със средствата на идентификацията и липсата на достатъчно резултати за такива модели на двуколесни роботи мотивират получаването на неопределен модел на разработения от авторите двуколесен робот със средствата на идентификацията.
В статията са представени резултатите от процеса на идентификация на двуколесен мобилен робот. Чрез провеждане на активен експеримент в затворен контур са оценени множество ARX, ARMAX и BJ модели, описващи динамиката на робота. Извършена е валидация на оценените модели във времевата и в честотната области, в резултат на която за описание на робота по канала управление-ъглова скорост на тялото е избран ARMAX модел от седми ред, а за описание по канала ъглова скорост на наклона на тялото-ъглова скорост на колелата е избран BJ модел от трети ред. На базата на доверителните интервали на оценките на параметрите на получените модели са разработени модели с входна мултипликативна неопределеност. В доклада са дадени и разработените модели от втори ред, описващи въртеливото движение на робота около вертикалната ос. Те са получени чрез оптимизационна процедура в схема с настройваем модел.

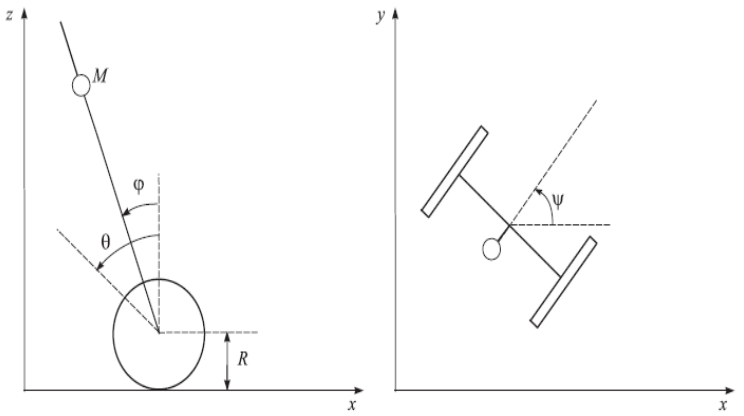
2. Двуколесен мобилен робот.

Обект на идентификация е разработеният от авторите двуколесен мобилен робот, чиято снимка и кинематична схема са показани съответно на фиг.1 и фиг.2. Механичната му конструкция се състои от закрепени чрез шпилки четири плексигласови платформи. На най-долната платформа са монтирани два постояннотокови серво двигатели с куплирани за ротора редуктор, колело и електромагнитен енкодер. На втората платформа от долу на горе е монтирана развойна платка *Spectrum Digital eZdsp^{TM}F28335* с вграден цифров сигнален контролер *Texas Instruments TMS320F28335*, в който се вгражда регулаторът, стабилизиращ робота за целите на идентификацията. На третата платформа е поставен инерциален сензор *ADIS16405*, с който се измерва ъгловата скорост на наклона на робота $\dot{\varphi}$ и ъгловата скорост на въртене на робота около вертикалната ос $\dot{\psi}$. На най-горната платформа е монтирана пет клетъчна литиево полимерна батерия. Управляващите сигнали са заданията към двата сервомотора, а в реално време се измерват ъгловата скорост на колелата $\dot{\theta}$ и скоростите $\dot{\varphi}$ и $\dot{\psi}$.

Данните от измерванията и заданията към робота се получават и предават в реално време от PC с помощта на Bluetooth комуникация.



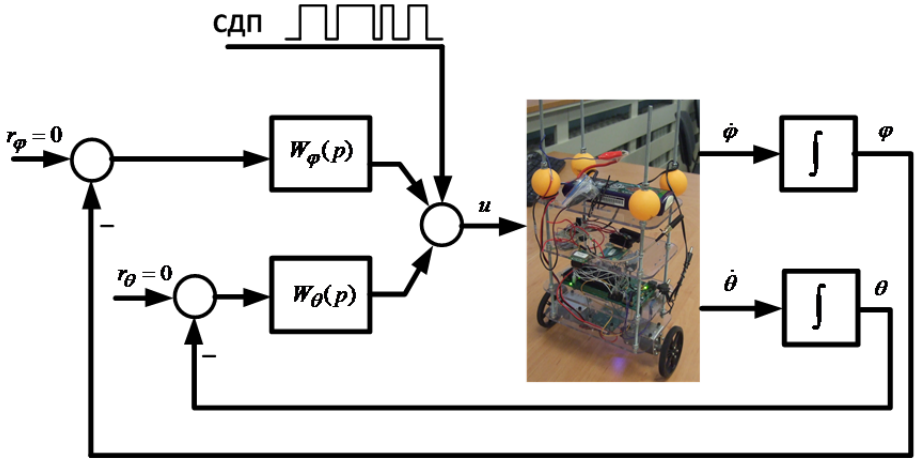
Фиг.1. Двуколесен мобилен робот



Фиг.2. Кинематична схема на двуколесния робот

3. Идентификационен ескперимент в затворен контур

Неустойчивостта на двуколесния робот налага провеждането на експеримент в затворен контур. При този тип идентификация за получаване на модел на обекта може успешно да се използва методът на предсказаната грешка, стига входният сигнал да осигурява постоянно възбуждане и точната структура на модела да се съдържа в множеството, от което се търси модела [4]. Постоянно възбуждане се осигурява като към управляващия сигнал се добави допълнителен входен сигнал. Структурната схема, по която е проведен експеримента, е показана на фиг.3. Към управляващия сигнал на регулатора, който се подава и към двете колела, е добавен сигнал, представляващ случайна двоична последователност (СДП). Този сигнал е получен след преобразуване през реле на бял гаусов шум, генериран със случайния генератор на MATLAB.



Фиг.3. Структурна схема на идентификационния експеримент

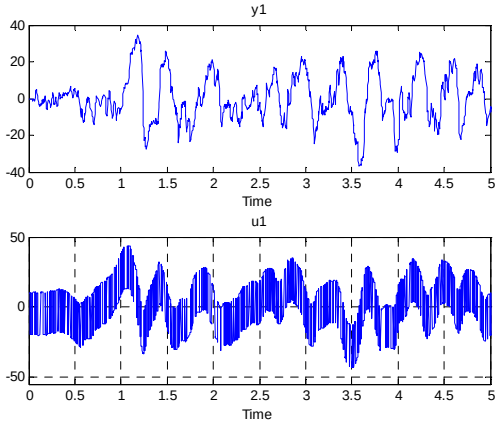
Амплитудата на СДП е ±15, при която управляващият сигнал остава в линейната зона, а роботът се отклонява достатъчно от равновесната точка без да пада. (Управляващите въздействия се измерват в относителни единици, като максимумът им е равен на 50.)

Известно е [5], че при пряка идентификация в затворен контур от съществено значение за качеството на идентификацията е регулатора да е от т. нар. „мек“ тип, т.е да е с изключена диференциална съставка, да е със сравнително ниска стойност на пропорционалната част и с достатъчно голяма интегрална част за осигуряване на точност в работната точка. За стабилизиране на робота в горно равновесно положение са синтезирани два регулатора, реализиращи обратни връзки по ъгъла на наклон на тялото на робота φ и ъгъла на завъртане на колелата θ с предавателни функции

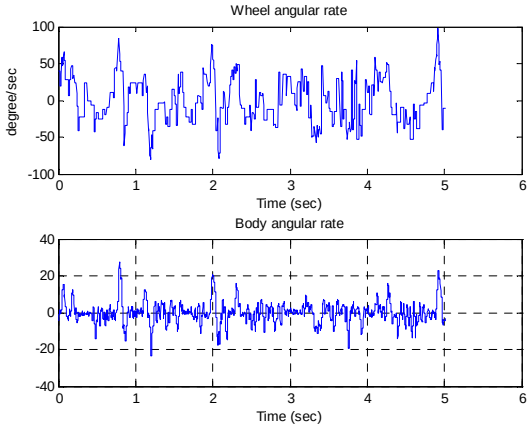
$$W_{\varphi}(p)=\frac{15(p+2.5)}{p},\quad W_{\theta}(p)=\frac{0.002(10p+1)^2(3p+1)}{p^3} \tag{1}$$

Както се вижда от уравнение (1), за стабилизация на ъгъла на наклона се използва ПИ регулатор, докато за стабилизация на движението на колелата се използва ПИ регулатор с последователно свързани допълнителни интегратори и форсиращи звена. Допълнителните интегратори са включени за осигуряване на точност по положението на колелата, след като бе наблюдаван дрейф при използване на стандартен ПИ регулатор. Форсиращите звена са добавени за честотна компенсация на интеграторите.

Получените от експеримента данни за разделени на две множества. Първото от тях се използва за оценяване на параметрите на моделите, а второто се използва за валидация на получените модели. На фиг.4 и на фиг.5 са показани извадките, които ще се използват за оценяване на моделите по каналите между $\dot{\varphi}$ и u и между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$. Извадките са измерени с такт $5ms$ и са с дължина 1000 точки.



Фиг.4. Данни за идентификация по канала между $\dot{\varphi}$ и u



Фиг.5. Данни за идентификация по канала между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

4. Модели на двуколесния робот по каналите между $\dot{\varphi}$ и u и между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

По каналите между $\dot{\varphi}$ и u и между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$ роботът може да се моделира с различни типове дискретни стохастични полиномиални модели, които са частни случаи на модела [5]

$$A(q)y(k)=\frac{B(q)}{F(q)}u(k-nk)+\frac{C(q)}{D(q)}e(k), \quad (2)$$

където

$$A(q)=1+a_1q^{-1}+...+a_{na}q^{-na}, B(q)=b_1+b_2q^{-1}+...+b_{nb}q^{-nb+1}, C(q)=1+c_1q^{-1}+...+c_{nc}q^{-nc},$$

$$D(q)=1+d_1q^{-1}+...+d_{nd}q^{-nd}, F(q)=1+f_1q^{-1}+...+f_{nf}q^{-nf},$$

a_i, b_i, c_i, d_i, f_i са параметрите на модела, na, nb, nc, nd, nf са редовете на съответните полиноми, nk е броят тактове чисто закъснение, а процесът $e(k)$ представлява бял шум с нулева средна стойност и дисперсия σ_e^2, който отразява несъответствието на избрания модел като тип и структура с изследвания обект, както и влиянието на неизмерими фактори върху наблюденията.

Най-често използваните в практиката модели, които представляват частен случай на обобщения модел (2) са ARX, ARMAX и BJ моделите. Те се описват съответно с уравненията

$$ARX: A(q)y(k)=B(q)u(k-nk)+e(k), \; ARMAX: \mathrm{A}(q^{-1})y(k)=B(q^{-1})u(k-nk)+C(q^{-1})e(k)$$

$$BJ: y(k)=\frac{B(q^{-1})}{\mathrm{F}(q^{-1})}u(k-nk)+\frac{C(q^{-1})}{\mathrm{D}(q^{-1})}e(k).$$

Обикновено първоначално се оценява ARX модел, т.к. той е умерено сложен и за неговото оценяване се използва линейния метод на най-малките квадрати. Ако ARX модела не издържи на проверките за достоверност се преминава към ARMAX или BJ модели, които са нелинейни по параметрите и се оценяват с метода на предсказаната грешка.

А. Модели описващи динамиката между $\dot{\varphi}$ и u

Преди да се оцени конкретен ARX модел трябва да се изберат структурните параметри на модела. За целта се задава множество от 500 ARX модела с възможни редове на полиномите $A(q)$ и $B(q)$ от 1 до 10 и с до 5 такта чисто закъснение. За определяне на структурата на модела на робота се използват функцията на загубите, информационният показател на Акайке и показателя на Рисанен. От зададеното множество ARX модели по тези показатели се получават три модела. Тези модели се оценяват и за тяхната валидация се използват четири критерия.

а) *Автокорелационен и взаимнокорелационен тест на остатъците.*

б)*Тест на логаритмичната амплитудно честотна характеристика (ЛАЧХ) на Х модел между остатъците и входния сигнал* [4].

в)*Предсказана грешка на Акайке (FPE),определена по остатъците от извадката за валидация*

$$FPE=J_1(e)\frac{(1+\frac{d}{N})}{(1-\frac{d}{N})}. \quad (3)$$

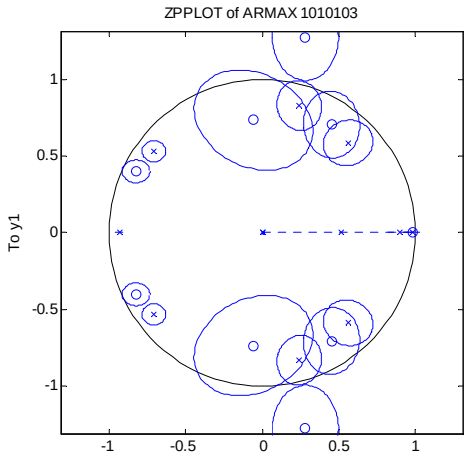
г) *Тест на изходните сигнали на модел и обект*. По набора данни за валидация се изчислява показателя

$$FIT = 100 \times \left[1 - \frac{\left\| (\hat{y} - y) \right\|_2}{\left\| (y - \bar{y}) \right\|_2} \right], \qquad (4)$$

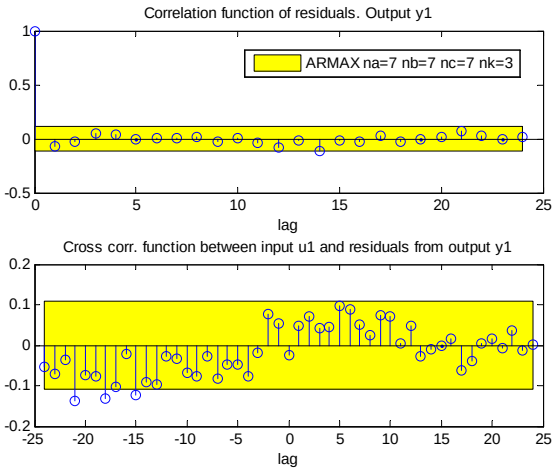
където $\hat{y}$ е изходът на модела, y е измереният изход и $\bar{y}$ е средната стойност на y.

На базата на първите два критерия се взима решение дали модела е достоверен. Измежду няколко достоверни модела най-добър е този, който има по-малък показател (3) и най-голям показател (4).

От получените резултати следва, че и трите ARX модела не издържат теста на автокорелационните функции на остатъците Неиздържането на теста на остатъците води до отхвърляне и на трите ARX модела.



Фиг.6. Нули и полюси на ARMAX модел с $na = 10, nb = 10, nc = 10, nk = 3$



Фиг.7. Тест на остатъците за ARMAX модел с $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$

Следващата стъпка е оценяването на ARMAX модел. За целта се взема модел със структурни параметри $na = 10, nb = 10, nc = 10, nk = 3$.

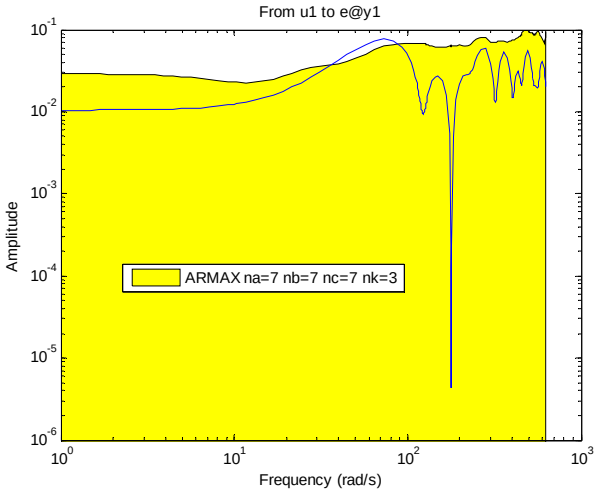
На фиг.6 са показани нулите и полюсите на този модел заедно с доверителните им интервали. Вижда се, че има припокриване между доверителни интервали на нули и полюси, което е предпоставка за редуциране на реда на модела. Ето защо се оценява и ARMAX модел със структурни параметри $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$.

Табл.1. Показатели на оценените модели между $\dot{\varphi}$ и u

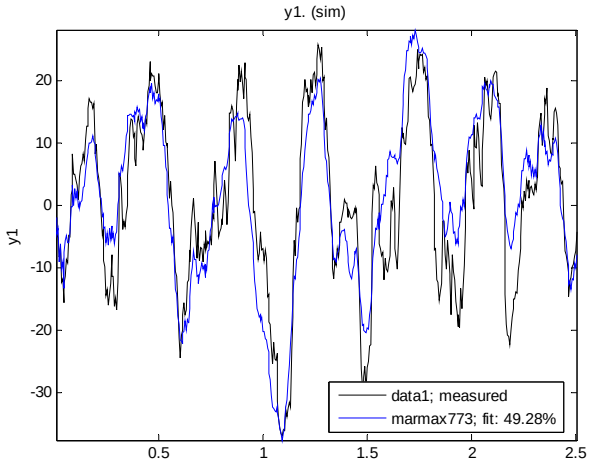
Модел	FIT	FPE
ARMAX $na = 10, nb = 10, nc = 10, nk = 3$	46.39	7.8458
ARMAX $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$	49.28	7.5682

В табл.1 са дадени стойностите на показателите *FPE* и *FIT* за двата ARMAX модела. И двата модела издържат теста на автокорелационната и взаимнокорелационната функция на остатъците, т.е може да се приеме , че оценките на параметрите са неизместени, което означава, че моделите и на динамиката на робота и на шума приведен към $\dot{\varphi}$ са адекватни.

Двата модела се представят добре и на теста с ЛАЧХ на *X* модела между остатъците и входния сигнал. Наблюдава се съвсем леко излизане извън областта, което е по-малко в сравнение с това при ARX моделите.



Фиг.8. Тест на ЛАЧХ на модела на остатъците за ARMAX модел с $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$



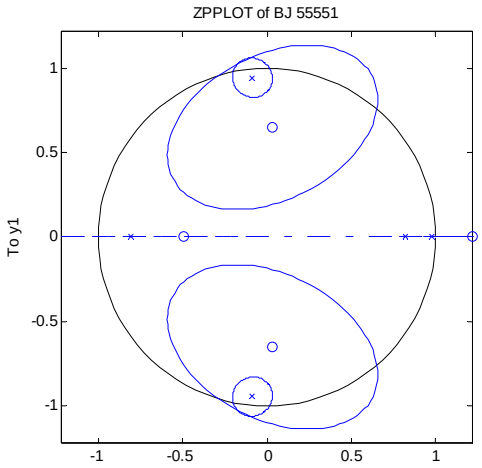
Фиг.9. Тест на изходните сигнали за ARMAX модел с $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$

От двата ARMAX модела на базата на показателите в Табл.1 се избира този със структура $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$. Този модел по-нататък ще бъде използван за синтез на управляващи устройства. На фиг.7-фиг.9 са показани резултатите от валидацията на този ARMAX модел.

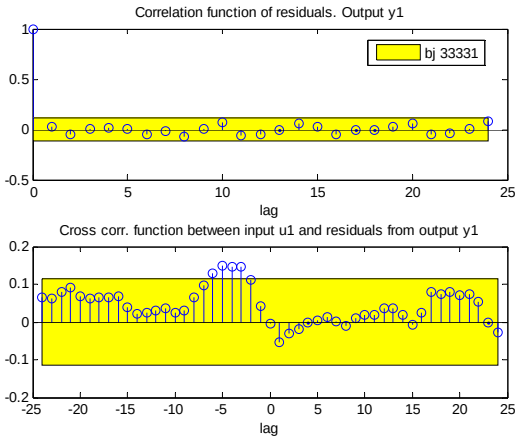
Б. Модели описващи динамиката между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

В този случай нито един от ARX и ARMAX моделите не издържа теста с корелационните функции на остатъците. Неиздържането на теста на остатъците води до отхвърляне на тези модели. Ето защо се преминава към използването на BJ модел.

Оценява се BJ модел със структурни параметри $nb = 5, nf = 5, nc = 5, nd = 5, nk = 1$. На фиг.10 са показани нулите и полюсите на този модел заедно с доверителните им интервали. Вижда се, че има



Фиг.10. Нули и полюси на BJ модел с $nb=5, nf=5, nc=5, nd=5, nk=1$



Фиг.11. Тест на остатъците за BJ модел с $nb=3, nf=3, nc=3, nd=3, nk=1$

припокриване между доверителни интервали на нули и полюси, което е предпоставка за редуциране на реда на модела. Поради това се оценява и BJ модел със структурни параметри $nb=3, nf=3, nc=3, nd=3, nk=1$. Тестът на остатъците за този модел е показан на фиг.11.

Табл.2. Показатели на оценените модели между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

Модел	FIT	FPE
BJ $nb=5, nf=5, nc=5, nd=5, nk=1$	49.28	169.6170
BJ $nb=3, nf=3, nc=3, nd=3, nk=1$		163.4509

В табл.2 са дадени стойностите на показателите *FPE* и *FIT*. Двата BJ модела издържат теста с корелационните функции на остатъците, което показва, че оценките са неизместени и моделите на динамиката на обекта и на приведеното към изхода смущение са адекватни. Показателите *FIT* и *FPE* за модела от по-нисък ред са най-добрите от цялото множество оценени модели описващи процесите между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$. По-ниските резултати за показателя *FIT* за всички модели може да се обясни със сравнително голямата зона на нечувствителност и ниската разрешаваща способност на енкодера, с който се измерва ъгловата скорост $\dot{\theta}$. В резултат на идентификацията за описание на робота по канала между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$ се избира BJ модела със структурни параметри

$$nb=3, nf=3, nc=3, nd=3, nk=1.$$

5. Модели с неопределеност по каналите между $\dot{\varphi}$ и u и между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

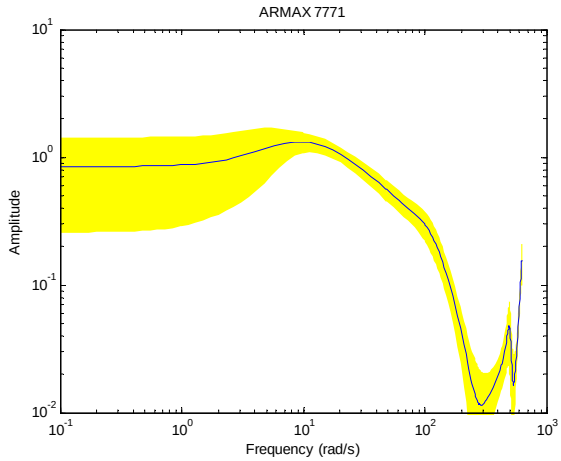
Получените от идентификацията ARMAX и BJ модели се използват като номинални модели. От неизместеността на оценките на параметрите следва, че точните стойности на параметрите на обекта попадат с вероятност клоняща към

единица в доверителните интервали на оценките. Това позволява да се изведат модели на двуколесния робот с входна мултипликативна неопределеност. На базата на доверителните интервали са определени относителните максимални отклонения от номиналните модели, които се апроксимират на базата на оптимизация с тегловни функции от 12-ти и 10-ти ред. Окончателно за описание на движението на робота напред/назад се получават моделите с входна мултипликативна неопределеност

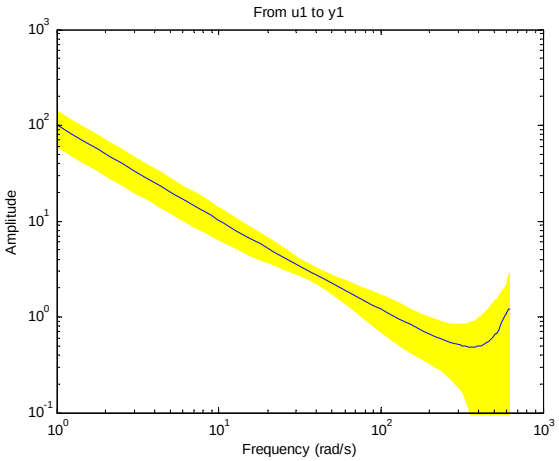
$$W_{\dot{\varphi}u}(z) = W_{\dot{\varphi}u_{nom}}(z)(1 + \Delta W_{\dot{\varphi}u}(z)), W_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z) = W_{\dot{\theta}\dot{\varphi}_{nom}}(z)(1 + \Delta W_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)), \quad (5)$$

където $W_{\dot{\varphi}u_{nom}}(j\omega)$ е номиналната предавателна функция между $\dot{\varphi}$ и u, $W_{\dot{\theta}\dot{\varphi}_{nom}}(j\omega)$ е номиналната предавателна функция между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$ и $\Delta W_{\dot{\varphi}u}(z)$, $\Delta W_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)$ са апроксимациите на максималните относителни отклонения по съответния канал.

На фиг.12- фиг.13 са показани ЛАЧХ на ARMAX и BJ моделите заедно с доверителните им интервали.



Фиг.12. ЛАЧХ с доверителен интервал на модела между $\dot{\varphi}$ и u



Фиг.13. ЛАЧХ с доверителен интервал на модела между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

6. Модел на движение около вертикалната ос

За получаване на модели на движение на робота около вертикалната ос се използва схема с настройваем модел, в която след уточняване на структурата на модела чрез оптимизация се намират неизвестните параметри. Събирането на данни за идентификацията изисква провеждане на експеримент в затворен контур, при който роботът се стабилизира по ъглите φ и θ, след което се извършва движение около вертикалната ос. Стабилизацията на ъгъла на наклона на тялото и движението напред-назад се осъществява със синтезиран по оценените ARMAX и BJ модели LQR регулатор. Допълнително е синтезиран ПИ регулатор с предавателна функция

$$W_{tc}(p) = \frac{2p + 0.01}{p}, \quad (6)$$

който реализира обратна връзка по ъгъла ψ и управлява движението на робота

около вертикалната ос. Стабилизиращият регулатор подава еднакъв управляващ сигнал $u_{s1} = u_{s2} = u_s$ към двете колела. Управляващият сигнал от регулатора (6) u_t се добавя към управляващия сигнал на едното колело и се изважда от управляващия сигнал на другото колело, с което се реализира завъртане на робота около вертикалната ос. Получените предавателни функции на моделите са

$$W_{\dot{\theta}_1 u_1} = \frac{8.5867}{0.1328p+1}, W_{\dot{\theta}_2 u_2} = \frac{8.7270}{0.1186p+1},$$
$$W_{\dot{\psi}\dot{\theta}_1} = \frac{-0.2004}{0.0119p+1}, W_{\dot{\psi}\dot{\theta}_2} = \frac{0.2009}{0.0119p+1} \quad (7)$$

7. Заключение

В статията са представени получените чрез средствата на идентификацията модели на двуколесен мобилен робот. На базата на доверителните интервали на оценките на параметрите на получените модели са разработени модели на робота с входна мултипликативна неопределеност. Моделите са използвани успешно при синтеза на системата за управление на робота.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДДВУ 02/80 и ДНТС Словакия 01/9, финансирани от Фонд „Научни изследвания”

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ronald Ping Man Chan ⇑, Karl A. Stol, C. Roger Halkyard. ***Review of modelling and control of two-wheeled robots.*** Annual Reviews in Control. Vol. 37, 2013, p.89-103

[2] Jahaya, J., Nawawi, S. W., Ibrahim, Z. ***Multi input single output closed loop identification of two wheel inverted pendulum mobile robot***. In IEEE student conference on research and development (SCOReD), 2011, p. 138–143

[3] Alarfaj, M., and Kantor, G., 2010. ***Centrifugal force compensation of a two-wheeled balancing robot***, In 11 th Int. Conf. Control, Automation, Robotics and Vision, 2010, p. 2333-2338.

[4] L. Ljung, ***System Identification Theory for the User, 2nd ed.***, Prentice Hall, CA: Linkoping University Sweden, 1999.

[5] Е. Гарипов, ***Идентификация на системи***. ТУ София,1997.

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р, катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; Йордан Кралев, маг. инж. докторант катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *jkralev@yahoo.com*; Петко Петков, проф. дтн, катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *php@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ХАРДУЕРНА СИМУЛАЦИЯ НА СИСТЕМА ЗА АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ С ПРОГРАМИРАНО УСИЛВАНЕ НА СКОРОСТТА НА ХИДРОАГРЕГАТ

Цоньо Славов, Теофана Пулева

Резюме: *В статията е представена разработената система за хардуерна симулация на адаптивен регулатор с програмирано усилване за управление на скоростта на хидроагреагат при наличие на случайно изменящ се в широки граници неизмерим товар. Синтезираният адаптивен регулатор е реализиран в програмируем логически контролер Schneider M258, който управлява в реално време симулатор на процесите в хидрогенератора. Заданието в системата за управление се формира на базата на оценка на товарното смущение, получена от адаптивен наблюдател на състоянието. Управляващият алгоритъм осигурява качество на управление и нулева статична грешка спрямо желания коефициент на статизъм. Представени са резултати от SIMULINK симулация на системата за управление и от симулация с реалното управляващо устройство в контура за управление. Близостта между тях показва работоспособността на реализирания в промишления контролер алгоритъм за управление.*

Ключови думи: *управление с програмирано усилване, хардуерна симулация, управление с PLC*

HARDWARE IN THE LOOP SIMULATION OF SYSTEM FOR GAIN SCHEDULING CONTROL OF HYDROTURBINE SPEED

Tsonyo Slavov, Teofana Puleva

Abstract: *In this paper the developed system for hardware in the loop simulation of gain scheduling controller for hydro generator speed control in presence of load disturbance stochastic variations is presented. The control algorithm designed is implemented in Schneider Electric M258 programmable logic controller. It controls the developed real-time hydro generator simulator. The control system reference is calculated based on load disturbance estimate obtained by adaptive state observer. The proposed control algorithm ensures a control system performance. Results obtained by both Simulink simulation and hardware in the loop simulation are presented. The closeness between them shows workability and performance of the developed system.*

Keywords: *gain scheduling hydro turbine control, HIL simulation, PLC control*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Увод

Обикновено конвенционалните регулатори в системата за управление на мощността и скоростта на хидроагрегата (ХА) се настройват по линеаризиран при максимално натоварване модел и не могат да осигурят качество на управление за целия работен диапазон. От друга страна високите изисквания към съвременните системи за управление на ХА, които включват осигуряване на бързи преходни процеси по мощност и скорост в условията на случайно променящ се в електро енергийната система (ЕЕС) товар, налагат използването на все по-сложни алгоритми за управление [1,2]. Това обуславя наличието на все повече резултати за синтез на различни адаптивни и робастни регулатори за управление на ХА [3,4,5]. Адаптивните алгоритми отчитат измененията в модела и променят параметрите на регулатора така, че да се запази качеството на системата за управление. Тези алгоритми са по-трудни от конвенционалните за практическа реализация и верификация. С развитието на съвременните програмируеми логически контролери (PLC), от хардуерна гледна точка практическата реализация на адаптивните алгоритми за управление вече не представлява проблем, докато трудностите са свързани най-вече с разработването на управляващия софтуер и верификацията му преди изграждането на системата за управление. За верификация обикновено се използва подхода на хардуерна симулация (ХС), който може да се реализира с различни технически средства. Винаги обаче алгоритмът за управление се вгражда в реалното управляващо устройство, което управлява работещ в реално време симулатор на обекта за управление. Липсата на достатъчно резултати в литературата за системи за верификация на съвременни турбинни регулатори мотивира разработването на система за проверка на работоспособността на адаптивен алгоритъм с програмирано усилване за управление на скоростта на ХА.

В статията е представена разработената система за ХС на синтезирания от авторите и представен в [6] адаптивен регулатор с програмирано усилване за управление на скоростта на ХА при наличие на случайно изменящ се в широки граници неизмерим товар.

Адаптивният регулатор е реализиран в PLC Schneider M258, който управлява в реално време разработения симулатор на процесите в ХА. Заданието в системата за управление се изчислява на базата на оценка на товарното смущение, получена от адаптивен наблюдател на състоянието. Осигурява се качество на управлението и нулева статична грешка спрямо желания коефициент на статизъм, чрез който се реализира принципа на „солидарно“ отработване от всички генериращи мощности на възникналия дисбаланс по активна мощност в ЕЕС. В PLC е реализиран и конвенционален турбинен регулатор [2].

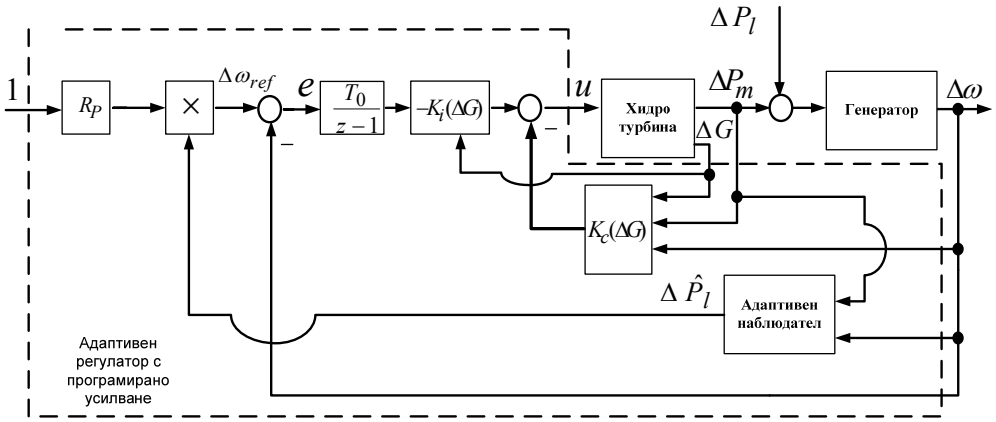
Представени са резултати от SIMULINK симулация на системата за управление с адаптивния регулатор и резултати от ХС на системата за управление с конвенционалния и с адаптивния регулатори при случайно изменящ се по големина и с различен период на изменение товар по мощност.

2. Адаптивен регулатор с програмирано усилване за управление на скоростта на хидроагрегат

Структурната схема на системата за управление на скоростта на ХА е показана на фиг.1. При синтеза на регулатора се използва изведения от нелинейния модел параметрично зависим модел на ХА [6],

$$\Delta\bar{\omega}(s,\Delta\bar{G})=\frac{k_g}{(Ms+D)}(\Delta\bar{P}_m(s)+\Delta\bar{P}_l(s)),\ \Delta\bar{P}_m(s)=\frac{1}{(T_s s+1)}\frac{(-T_w(\Delta\bar{G})s+1)}{(0.5T_w(\Delta\bar{G})s+1)}u(s),\quad (1)$$

който дава връзка между управляващия сигнал u (заданието за сервосистемата за управление на направляващия апарат) и отклонението на честотата на генератора от номиналната й стойност $\Delta\bar{\omega}$ в електрически [rad/s].



Фиг.1 Структурна схема на системата за управление

В модела (1) $\Delta\bar{G}$,[p.u] е отклонението от нормализираното отваряне на направляващия апарат (НА) , $\Delta\bar{P}_m$,[p.u.] е отклонението от нормализираната механична мощност,

$$T_w(\Delta\bar{G})=T_W\Delta\bar{G} \quad (2)$$

е времеконстанта на водния стълб при произволна мощност, $T_s=0.2s$ - времеконстантата на сервосистемата за управление на НА, $k_g=1$ - коефициент на генератора, $M=6s$ - удвоената инерционна времеконстанта на ХА, $D=1$ -коефициент на затихване и $\Delta\bar{P}_e$,$[p.u.]$ - товарно смущение по активна мощност. T_W е времеконстанта на водния стълб при номинална мощност, която се определя от съотношението

$$T_W=\frac{LQ_r}{a_g AH_r}, \quad (3)$$

където $H_r=400,[m]$ и $Q_r=65,[m^3/s]$ са съответно стойностите на статичното хидравлично налягане и дебита на турбината при номинална мощност, дължината и площта на тръбопровода са $L=450,[m]$ и $A=7.5,[m^2]$, а земното ускорение е означено с $a_g=9.81,[m/s^2]$.

Съгласно принципа за първично регулиране на честотата на генератори, работещи в паралел с ЕЕС, възникналият дисбаланс по активна мощност трябва да

се компенсира „солидарно” от всички генериращи мощности. Това се задава чрез т. нар. коефициент на статизъм R_p, чрез който се определя връзката между отклонението по мощност и това по честота съгласно израза

$$\Delta\bar{P} = -\frac{1}{R_p}\Delta\bar{\omega}\,. \tag{4}$$

Моделът (1) се преобразува в описание в пространство на състоянията

$$\dot{x}(t) = A(\Delta\bar{G})x(t) + Bu(t) + J\Delta\bar{P}_l(t),\ \Delta\bar{\omega}(t) = Cx(t)\,, \tag{5}$$

където

$$x = \begin{vmatrix} \Delta\bar{G} \\ \Delta\bar{P}_m \\ \Delta\bar{\omega} \end{vmatrix}, A(\Delta\bar{G}) = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{2}{T_s} + \frac{2}{T_w(\Delta\bar{G})} & -\frac{2}{T_w(\Delta\bar{G})} & 0 \\ 0 & \frac{k_g}{M} & -\frac{D}{M} \end{vmatrix}, B = \begin{vmatrix} \frac{1}{T_s} \\ -\frac{2}{T_s} \\ 0 \end{vmatrix}, J = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_g}{M} \end{vmatrix}, C = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Към описанието (5) се добавя интегрално състояние и за разширения обект се получава

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) &= \bar{A}(\Delta\bar{G})\bar{x}(t) + \bar{B}u(t) + \overline{JP_l}(t) + \bar{S}\Delta\bar{\omega}_{ref}\,, \\ y(t) &= \bar{C}\bar{x}(t), \end{aligned} \tag{6}$$

където

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} x_i(t) & x^T(t) \end{bmatrix}^T, \dot{x}_i(t) = \Delta\bar{\omega}_{ref} - \Delta\bar{\omega}(t), \Delta\bar{\omega}_{ref} = -R_P\Delta\bar{P}_l,$$

$$\bar{A}(\Delta\bar{G}) = \begin{bmatrix} -C & 0 \\ A(\Delta\bar{G}) & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}, \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & C \end{bmatrix}, \bar{S} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

а $\Delta\bar{\omega}_{ref}$ е заданието по скорост, отчитащо текущия желан статизъм при отработване на товара, съгласно израз (4). Вижда се, че $\Delta\bar{\omega}_{ref}$ зависи от неизмеримото товарно смущение. По-нататък $\Delta\bar{\omega}_{ref}$ се формира чрез оценката на товарното смущение. Управляващият сигнал се определя от

$$u(t) = K_i(\Delta\bar{G})x_i(t) - K_c(\Delta\bar{G})x(t)\,, \tag{7}$$

където $K_i(\Delta\bar{G})$ и $K_c(\Delta\bar{G}) = \begin{bmatrix} K_{c_1}(\Delta\bar{G}) & K_{c_2}(\Delta\bar{G}) & K_{c_3}(\Delta\bar{G}) \end{bmatrix}$ са коефициенти на интегриране и на пропорционалност. Регулаторът се синтезира от условие за желано разположение на полюсите на системата за управление. След решаване на системата уравнения за определяне на параметрите на регулатора с *Matlab Symbolic Toolbox* се получава

$$K_i\left(\Delta\bar{G}\right) = -\frac{MT_sT_wa_4}{2k_g},$$

$$K_{c_1}(\Delta\bar{G}) = -\frac{2MT_s + 3MT_w + 3DT_w^2 + 3DT_sT_w - MT_sT_wa_1 - MT_sT_w^2a_2 - MT_sT_w^3a_3 - MT_sT_w^4a_4}{3T_w(M + DT_w)},$$

$$K_{c_2}(\Delta\bar{G}) = \frac{T_s\left(3D^2T_w^2 - 3a_1DMT_w^2 + 6DMT_w - 2a_1M^2T_w + a_2M^2T_w^2 + a_3M^2T_w^3 + a_4M^2T_w^4 + 4M^2\right)}{6MT_w(M + DT_w)},$$

$$K_{c_3}(\Delta\bar{G}) = \frac{T_sT_w\left(M^3a_3 - D^3 + D^2Ma_1 - DM^2a_2 + M^3T_wa_4\right)}{2Mk_g(M + DT_w)}$$

където $a_1 = 8, a_2 = 24, a_3 = 32$ и $a_4 = 16$ са коефициентите на желания характеристичен полином на системата за управление. За преодоляване на насищането на интегралната съставка в алгоритъма за управление е предвиден механизъм за антиинтегрално насищане. Така интегралната част на управляващия сигнал в уравнение (7) се определя от

$$x_i(t) = \int_0^t [(\Delta\bar{\omega}_{ref} - \Delta\bar{\omega}(t)) + v(t)]dt, v(t) = \bar{u}(t) - u(t), \tag{8}$$

където $\bar{u}(t)$ е управляващият сигнал след блока за моделиране на амплитудно и скоростно ограничение на управлението. При изчисляване на управлението и заданието по скорост се използва оценката $\Delta\hat{\bar{P}}_l$ на неизмеримото товарно смущение $\Delta\bar{P}_l$. Тя се получава с наблюдателя на състоянието, синтезиран само за електрическата част на ХА

$$\Delta\dot{\hat{\bar{\omega}}} = -\frac{D}{M}\Delta\hat{\bar{\omega}} + \frac{k_g}{M}\Delta\bar{P}_m + K_{obs}(\Delta\bar{\omega} - \Delta\hat{\bar{\omega}}) + K_{-1}\int_0^t(\Delta\bar{\omega} - \Delta\hat{\bar{\omega}})dt, \tag{9}$$

където $\Delta\hat{\bar{\omega}}$ е оценка на $\Delta\bar{\omega}$, K_{obs} е коефициентът на наблюдателя, а K_{-1} е коефициентът на интегриране на наблюдателя. Оценката $\Delta\hat{\bar{P}}_l$ се получава от

$$\Delta\hat{\bar{P}}_l = K_{-1}\frac{M}{k_g}\int_0^t(\Delta\bar{\omega} - \Delta\hat{\bar{\omega}})dt\,. \tag{10}$$

Коефициентите на наблюдателя се определят от

$$K_{obs} = -\frac{k_g}{M} + a_{1,obs}, K_{-1} = a_{2,obs}, \tag{11}$$

където $a_{1,obs} = 8$ и $a_{2,obs} = 16$ са коефициенти на желания характеристичен полином на наблюдателя (9). Заданието по скорост в системата за управление се определя от зависимостта

$$\Delta\bar{\omega}_{ref} = -R_P\Delta\hat{\bar{P}}_l. \tag{12}$$

За целите на цифровата реализация на адаптивния алгоритъм за управление уравнението на интегратора (8) и уравненията на наблюдателя (9) и (10) се дискретизират при такт на дискретизация $T_0 = 0.1s$

$$x_i(k+1) = x_i(k) + T_0(\Delta\bar{\omega}_{ref}(k) - \Delta\bar{\omega}(k) + v(k)), v(k) = \bar{u}(k) - u(k) \tag{13}$$

$$\Delta\hat{\bar{\omega}}(k+1) = (1 - T_0 \frac{D}{M})\Delta\hat{\bar{\omega}}(k) + T_0 \frac{k_g}{M}\Delta\bar{P}_m(k) + T_0 K_{obs}(\Delta\bar{\omega}(k) - \Delta\hat{\bar{\omega}}(k)) +$$

$$+T_0 K_{-1} x_{i_n}(k) \qquad (14)$$

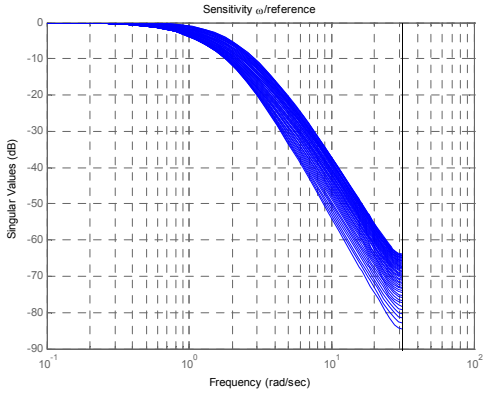
$$x_{i_n}(k+1) = x_{i_n}(k) + T_0(\Delta\bar{\omega} - \Delta\hat{\bar{\omega}}),\ \Delta\hat{\bar{P}}_l(k) = K_{-1}\frac{M}{k_g}x_{i_n}(k)$$

При ХС на системата за управление в PLC управлението се определя от

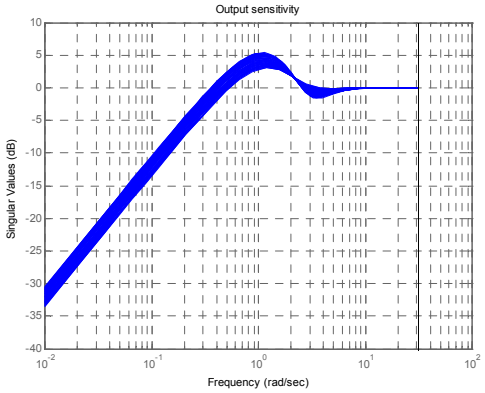
$$u(k) = K_i(\Delta\bar{G})x_i(k) - K_c(\Delta\bar{G})x(k)\ , \qquad (15)$$

където $x_i(k)$ се определя съгласно (12) и (13), а $\Delta\hat{\bar{P}}_l$ се определя от (14).

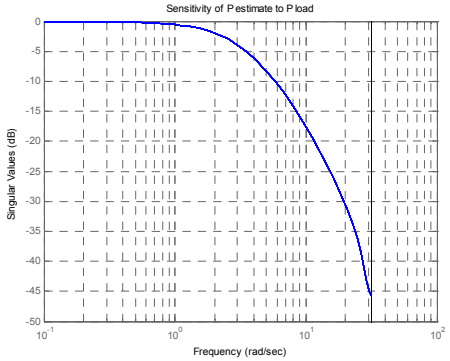
Извършен е анализ на дискретизираната система за адаптивно управление в честотната област, като е използван модела на ХА (1). На фиг.2 и на фиг.3 са показани честотните характеристики на затворената система и на изходната чувствителност за различни стойности на товарното смущение. На фиг.4 е показана честотната характеристика на наблюдателя на състоянието по отношение на смущението. Вижда се, че системата за управление ще отработва без грешка задания по скорост с честота до около 0.3 rad/s, която съответства на товар, променящ се през 8 *s*. Нискочестотните смущения в изходния сигнал ще се потискат в достатъчна степен. Наблюдателят е с по-широка честотна лента от тази на системата за управление, което е от изключително значение за правилното формиране на заданието, съгласно желания коефициент на статизъм



Фиг.2. Честотни характеристики на затворената система



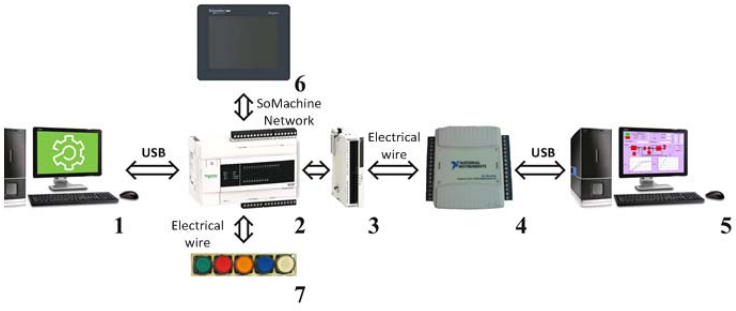
Фиг.3 Изходна чувствителност на системата за управление



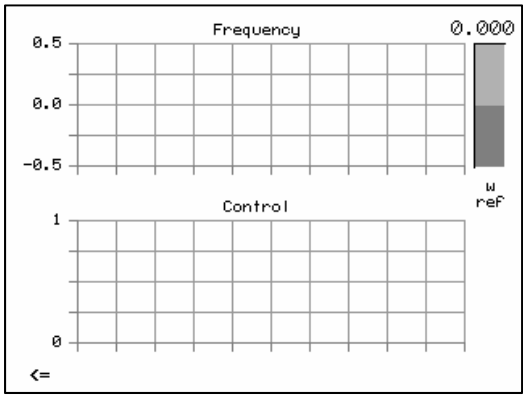
Фиг.4. Чувствителност на наблюдателя към неизмеримото смущение

3. Система за хардуерна симулация на адаптивен регулатор с програмирано усилване за управление на скоростта на хидроагреагат

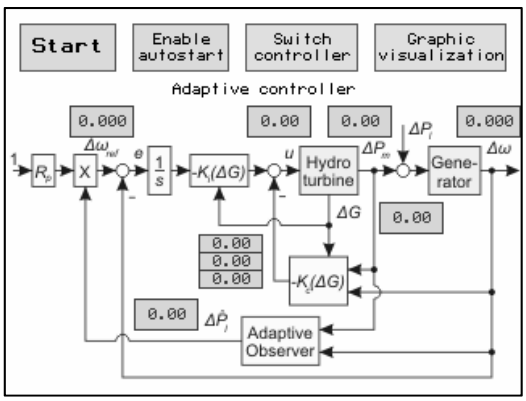
Разработената лабораторна система за ХС е показана на фиг.5. Тя се състои от два стандартни персонални компютъра (PC) (1) и (5), програмируем логически контролер (PLC) M238 на Schneider Electric (2) с разширителен модул аналогови входове и изходи TM2AMM6HT (3), панел за човеко-машинен интерфейс (HMI) HMISTU855 на Schneider Electric (6) и многофункционално устройство NIDAQ-6008 USB на National Instruments (4). Адаптивният управляващ алгоритъм е разработен на PC (1) в средата SoMachine v.3.1 на езика от високо ниво *Structured text* и е вграден в PLC. Разработени са операторски панели (фиг.6- фиг.8), които са вградени в устройството HMISTU855. Панелите осигуряват визуализация в реално време на променливите на процеса и основен човеко-машинен интерфейс. Разработеният симулатор на ХА е инсталиран на PC (5) 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.9. Той дава възможност за избор на такт на дискретизация, параметри на хидрогенератора, запис на данни и др.



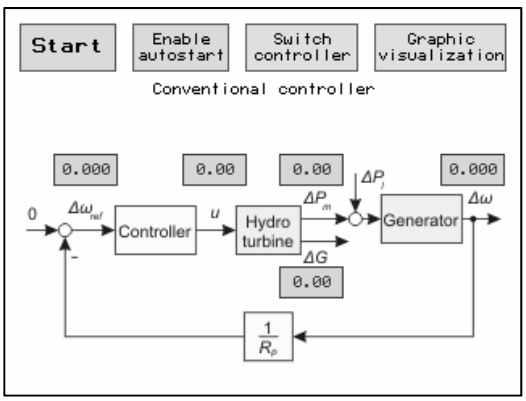
Фиг.5. Схема на системата за хардуерна симулация



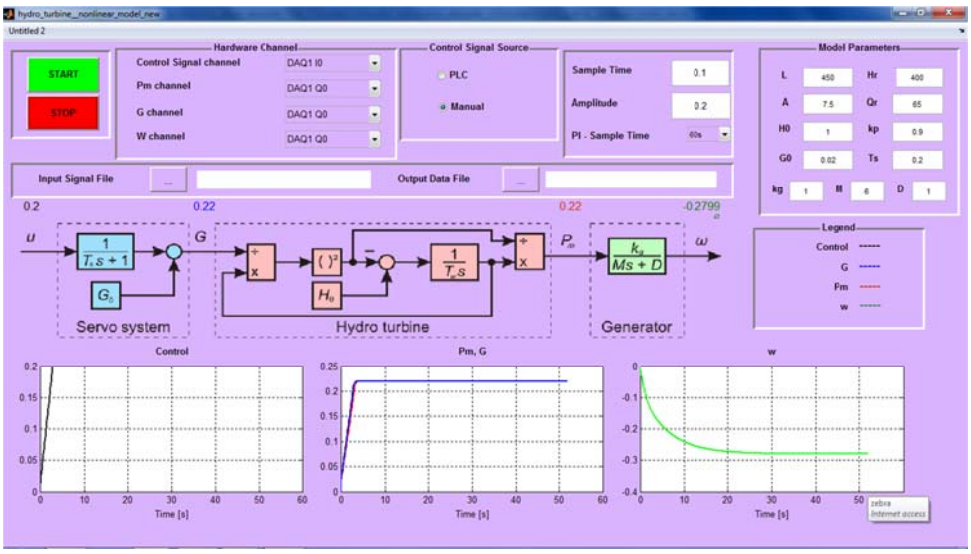
Фиг.6. Операторски панел на конвенционалния регулатор



Фиг.7. Операторски панел на адаптивния регулатор



Фиг.8. Операторски панел на конвенционалния регулатор



Фиг.9. Интерфейсен прозорец на симулатора

5. Експериментални резултати

Вграденият в PLC алгоритъм за адаптивно управление е верифициран чрез сравнение със същия алгоритъм, реализиран в средата на SIMULINK с двойна точност. За проверка на качеството на алгоритъма е извършено сравнение с конвенционален турбинен регулатор [2], който също е реализиран в PLC. Предавателната функция на регулатора се определя от

$$W_c(p)=\frac{T_R p+1}{\frac{R_T}{R_p}T_R p+1}, T_R=\left[5-0.5\left(T_w-1\right)\right]T_w, R_T=\left[2.3-0.15\left(T_w-1\right)\right]\frac{T_w}{M}, T_w=1$$

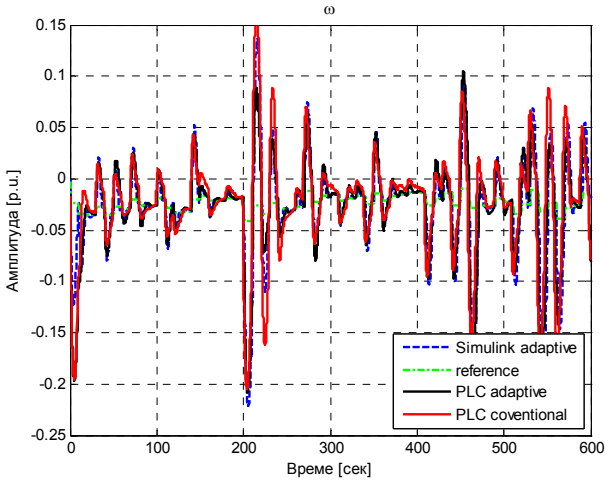
Конвенционалният регулатор е дискретизиран с такт $T_0=0.1s$. На фиг.10 са показани отклонението на скоростта на ХА спрямо работния режим за адаптивния и конвенционалния регулатори и желаното отклонение по скорост $\Delta\bar{\omega}_{ref}$ при товарно смущение променящо стойността си през $10s$. На фиг.11 за същите регулатори са показани управляващите сигнали. За по-добра визуализация на фиг.12 и на фиг.13 са показани резултатите от фиг. 10 и фиг.11 в интервала 280-520 s. На фиг.14 е показано изменението на параметрите на адаптивния регулатор по време на работа на системата за управление. Интегрално квадратичните грешки

$$e=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(\Delta\bar{\omega}_{ref}(i)-\Delta\bar{\omega}(i)\right)^2, N=600 \qquad (16)$$

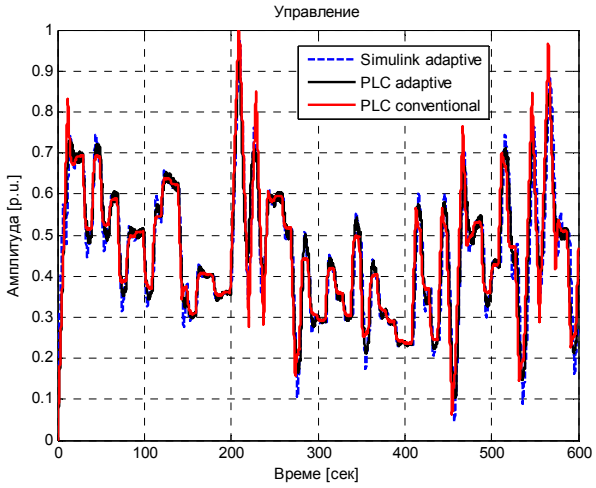
за двете системи са: **за конвенционалния регулатор** $e=0.0041$, **за адаптивния регулатор** $e=0.0017$. Изменението на тези грешки е показано на фиг. 15.

От фиг.10-фиг.13 се вижда отличното съвпадение между резултатите от симулацията в Simulink и ХС на системата с адаптивния регулатор, което потвърждава работоспособността на алгоритъма за управление вграден в PLC. Вижда се, че системата за управление с адаптивния регулатор работи без статична грешка и по-бързо в сравнение с тази с конвенционалния. Нещо повече за някои натоварвания системата с конвенционалния регулатор не може да отработи промя-

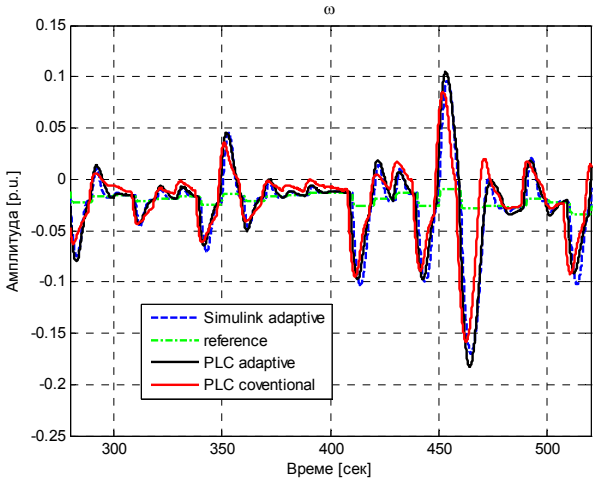
ната в заданието и се наблюдава статична грешка. Тя се увеличава с намаляване на натоварването, т.к. класическият регулатор е настроен за номинален товар.



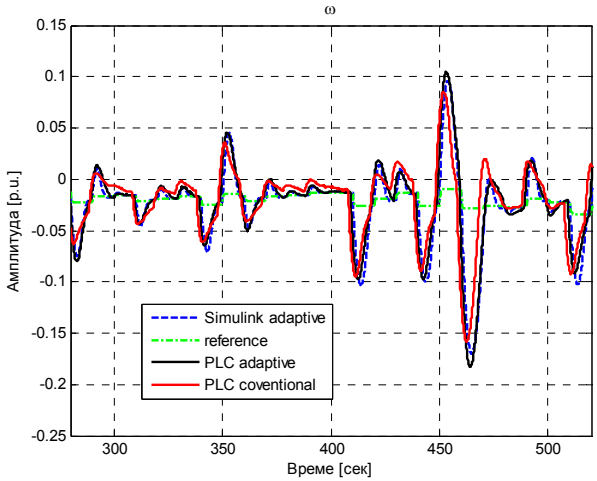
Фиг..10 Скорост на ХА



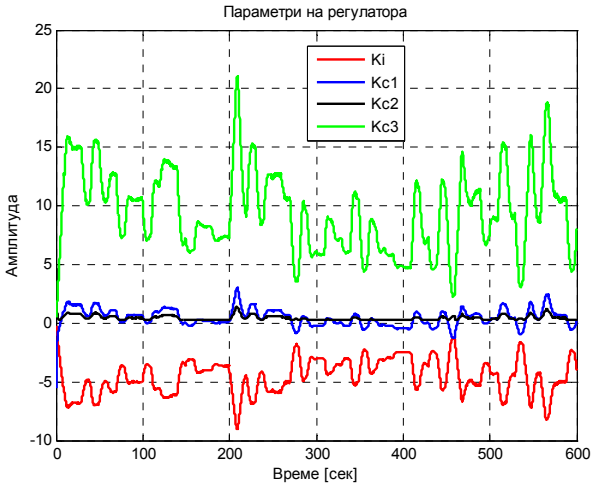
Фиг.11. Отваряне на НА



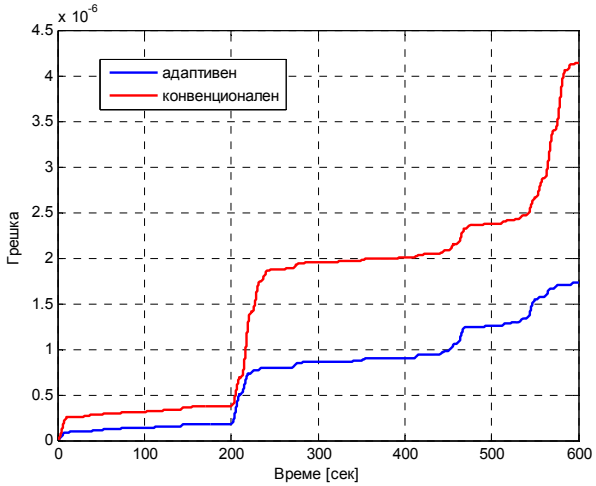
Фиг.12. Скорост на ХА



Фиг.13. Отваряне на НА



Фиг.14. Параметри на адаптивния регулатор



Фиг.15. Интегрална грешка в системите за управление

Управлението на фиг.11 и на фиг.13 има приемлив вид, при който не се достигат технологичните ограничения. От фиг.15 се вижда значителната разлика между интегрално квадратичните грешки за двете системи. За 10 минути греш-

ката на системата с адаптивния регулатор е около 2.4 пъти по-малка в сравнение с тази на системата с конвенционалния регулатор

6. Заключение

В статията е представена разработената система за хардуерна симулация на синтезирания от авторите адаптивен регулатор с програмирано усилване за управление на скоростта на хидроагреагат при наличие на случайно изменящ се в широки граници неизмерим товар. Адаптивният регулатор е реализиран в програмируем логически контролер Schneider M258, който управлява в реално време разработения симулатор на процесите в хидрогенератора. Близостта между представените резултати от SIMULINK симулация и хардуерна симулация на системата за управление с адаптивния регулатор показват възможността за реализация на сложни алгоритми за управление със стандартни технически средства. Резултатите от сравнението между хардуерните симулации на системите за управление с адаптивния и с конвенционалния регулатори показват значителното предимство на адаптивния регулатор.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проекти ДДВУ 02/80 и ДНТС Словакия 01/9, финансирани от Фонд „Научни изследвания".

ЛИТЕРАТУРА

[1] IEEE Working Group. ***Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies***, *Transactions on Power System*, vol.7, №1, 1992, p.167-179

[2] Kundur P. ***Power system stability and control***. McGraw-Hill, Inc., 1994

[3] O. Malik, Y. Zeng. ***Design of a robust adaptive controller for a water turbine governing system***, *IEEE Transaction on EC*, Vol.10, №2, 1995,p.354-359

[4] G. Ruzhekov, Ts. Slavov, T. Puleva***. Modeling and Implementation of Hydro Turbine Power Control based on Gain Scheduling Technique***. *16th Intelligent System Applications to Power Systems*, Sept. 25-28, Hersonisos, Crete, Greece, 2011

[5] I. Eker, Is. Aydin, ***Governors for hydro turbine speed control in power generation: a SIMO robust design approach***, *Energy Conversion and Management*, Vol. 45, Issues 13-14, 2004, p.2207-2221

[6] Slavov, Ts., T. Puleva , ***Hydro Turbine Speed Control by Gain Scheduling Controller***, *Automatics and Informatics*, vol.5-6, 2012, p. 44-47

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р, катедра „Системи и управление",Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*, Теофана Пулева, доц. д-р, катедра „Системи и управление",Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Андрей Йончев

КОМПЕНСАЦИЯ НА СМУЩЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА АКТИВНАТА МОЩНОСТ В ЕНЕРГИЙНА СИСТЕМА С ОГРАНИЧЕНА МОЩНОСТ

Теофана Пулева, Георги Ружеков

Резюме: *В статията се предлагат алгоритми за компенсиране на смущение по товар в контурите за вторично регулиране на честотата на електроенергийна система (ЕЕС) с ограничена мощност и значителен дял на мощности от възобновяеми енергийни източници (ВЕИ). Първият алгоритъм се основава на принципа на вътрешния модел, а вторият – на оценяване на смущението чрез наблюдател и компенсирането му в закона на управление. Проведени са симулационни изследвания при случайни смущения с цел да се изследват предимствата на предлаганите подобрени алгоритми за управление за вторично регулиране на честотата в ЕЕС в условия на променлив товар и генерирана мощност от ВЕИ.*

Ключови думи: *електроенергийна система, компенсация на смущение, принцип на вътрешния модел, синтез на наблюдател, PI регулатор в пространство на състоянията*

DISTURBANCE REJECTION IN ACTIVE POWER CONTROL IN POWER LIMITED ENERGY SYSTEM

Teofana Puleva, Georgi Ruzhekov

Abstract: *In this paper algorithms for load disturbance rejection in frequency secondary control loops of electric power system (EPS) in presence of significant part of renewable energy sources (RES) are investigated. The first one is based on the internal model principle, and the second one - on disturbance estimation and its compensation in the control law. Simulation experiments in presence of stochastic disturbances are carried out in order to explore the advantages of the proposed improved algorithms for frequency secondary control in EPS in case of variable load and generated power from RES.*

Keywords: *Electric power system, disturbance rejection, internal model principle, observer design, integral state space control*

1. Увод

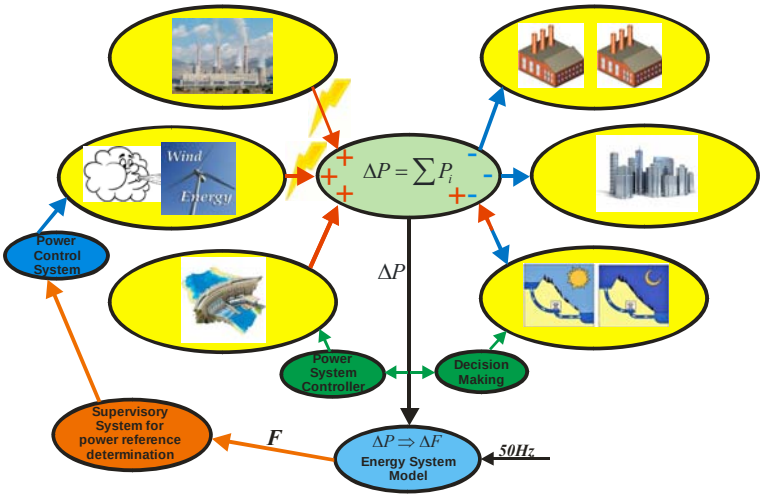
Нарастващият дял на мощността, генерирана от ВЕИ като част от мощността на ЕЕС обуславя важността на задачата за изследване на влиянието на стохастичния характер на този енергиен ресурс върху баланса на активната мощност.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Колкото е по-голям делът на ВЕИ в общата мощност, толкова по-съществено ще бъде влиянието на характеристиките на случайните процеси, които ги описват върху качествените показатели на процесите на първично и вторично регулиране на честотата в ЕЕС. Налице са вече два типа обекти в ЕЕС, чието поведение има случаен характер – товарът и генерираната мощност от ВЕИ (фиг.1). Случайното изменение на потенциала на възобновяемите енергийни източници, както и случайният характер на товара, усложнява поддържане на баланса по активна мощност, а оттам и нормалното функциониране на ЕЕС. Процесът на управлението на активната мощност, а с това и на честотата на ЕЕС включва контури за първично и вторично регулиране на честотата. Първичното регулиране на честотата обхваща всички генериращи мощности в една енергийна система - хидроагрегати, турбоагрегати, ветрогенератори и др., съгласно статичната характеристика „честота-мощност“ (фиг.1). В този процес всички агрегати солидарно променят мощността си в зависимост от настроения статизъм и отклонението на честотата от номиналната и стойност. В някои страни използваната енергия от вятъра включва и интегриране на ветрогенераторите в системата за управление на „честота-активна мощност“. В [1] са разгледани различни стратегии за първично регулиране на честотата по статичната характеристика „честота-мощност“ за ВЕИ. У нас практиката по управление на мощността на ветрогенераторите предимно се извършва съгласно критерия „*извличане на максимална мощност от вятъра*“. Не се използват съвременните средства за управление, които позволяват работа в режим по външно задание за мощност, при което генериращите мощности от ВЕИ могат да бъдат интегрирани в системата за първично регулиране на честотата на ЕЕС. Всичко това усложнява баланса по активната мощност в ЕЕС. Това провокира изследвания, свързани с проектиране на подобрени закони за управление на активната мощност, които трябва да бъдат разглеждани като част от системата за вторично регулиране на честотата. Тя обхваща големи генериращи мощности, които могат да повлияят на честотата на ЕЕС. Контурите за управление при турбинните регулатори на тези агрегати имат астатичен характер и тяхната роля е да обезпечават бърза реакция при компенсиране на смущения със случаен характер, при отчитане на технологични ограничения.

В тази статия се представят изследвания, свързани с алгоритми за оценяване и компенсиране на неизмерими смущения в закона на управление. Първият подход се отнася до приложение на принципа на вътрешния модел за оценяване на смущение и компенсирането му в закона на управление. Този подход е приложен за входно-изходно описание на обекта и класически закон за управление. Вторият подход използва оценяване на смущение чрез наблюдател разширен с интегрална компонента и астатично управление в пространство на състоянията. Параметрите на наблюдателя и регулатора са определени чрез процедура на синтез по зададени полюси. Анализирани са предимствата и недостатъците на двата подхода. Проведени са симулационни експерименти, целящи изследване на ефективността на предлаганите алгоритми към задачата за вторично управление на честотата в ЕЕС.



Фиг.1. Елементи на ЕЕС согранична мощност, в която участват ВЕИ

2. Модел на съвместната работа на ВЕИ и енергийна система с ограничена мощност

Моделът на еквивалентната енергийна система (фиг.2) включващ други генериращи мощности и товари може да бъде представен чрез следната предавателна функция [2]:

$$W_{es}(p) = \frac{\Delta f}{\Delta P} = \frac{1/k_{es}}{T_{es}p + 1}, \qquad (1)$$

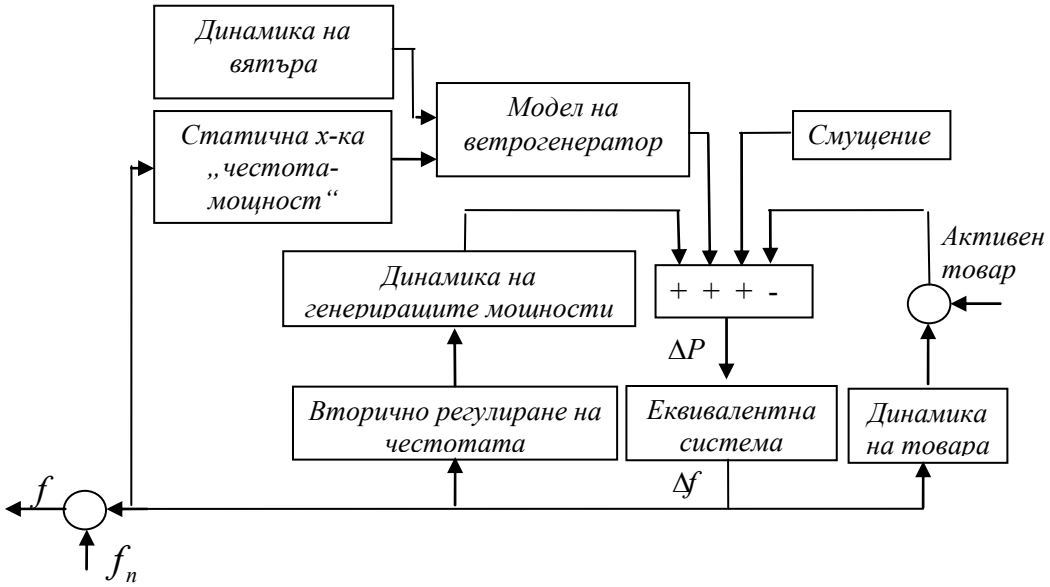
където Δf и ΔP са съответно отклоненията по честота и мощност. Параметрите в този модел са k_{es} – мощностно число на ЕЕС [MW/Hz] и T_{es} - времеконстанта на ЕЕС, която обикновено има стойности в интервала $[2.5, 6]$ s. Мощностното число на ЕЕС k_{es} може да се определи чрез съотношението:

$$k_{es} \approx 0.1 P_{es}. \qquad (2)$$

Мощността на останалата част на ЕЕС може да се определи от равенството

$$P_{es} = P - P_g,$$

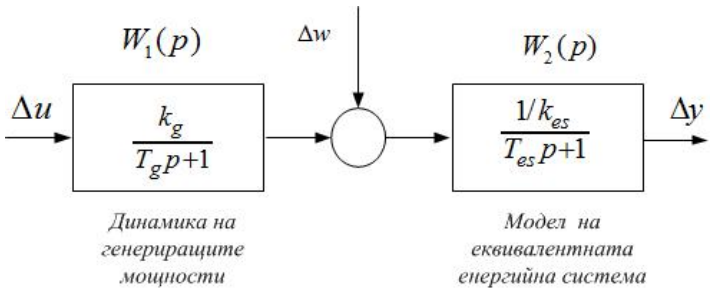
където P е мощността на цялата система, а P_g е мощността на разглеждания агрегат. Промяната на товара и на генерираната мощност от ВЕИ може да се представи като еквивалентно смущение. Увеличаване на генерираната мощност от ВЕИ може да се разглежда като намаляване на активния товар и обратно. Еквивалентният модел на генериращите мощности, участващи контура на вторичното регулиране на честотата могат да се представят като инерционно звено с параметри k_g и T_g. Симулационните експерименти са проведени за динамичен модел на енергийна система с мощност $P_{es} = 6000MW$, 1000 MW от които се генерират от ветрогенератори. Мощностното число на енергийната система е $k_{es} \approx 0.1 P_{es} = 600\,[\text{MW/Hz}]$, а времеконстантата е $T_{es} = 2.5\,s$. Диапазонът на регулируемата мощност на генераторите участващи във вторичното регулиране на честотата е 200MW. Те се представят чрез инерционно звено от първи ред с параметри k_g и T_g.



Фиг.2. Модел на съвместната работа на единичен ветрогенератор свързан към еквивалентна енергийна система

3. Алгоритми за компенсация на смущения

Настоящите изследвания представят подобрени алгоритми за вторично регулиране на честотата в енергийна система с ограничена мощност, които трябва да компенсират случайно смущение в рамките на регулируемия диапазон по активна мощност. Опростеният модел на обекта от фиг.2 се състои от модел на генериращите мощности, работещи в контура за вторично регулиране на честотата и модел на еквивалентната енергийна система. В този опростен модел, показан на фиг.3, сигналите са представени чрез отклоненията по отношение на работния режим, Δw е еквивалентно смущение от промяна на товара или генерираната мощност от ВЕИ, Δu - управление, а Δf - отклонение на честотата от номиналната и стойност.

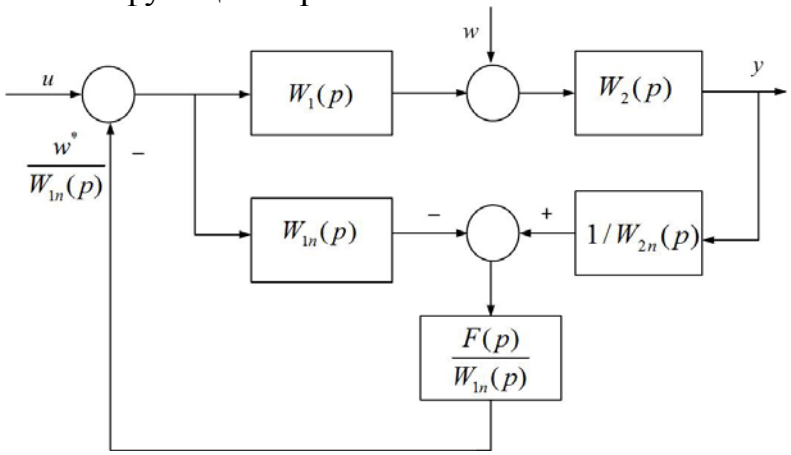


Фиг.3. Модел на обекта на управление

3.1. Оценяване на смущение чрез вътрешен модел

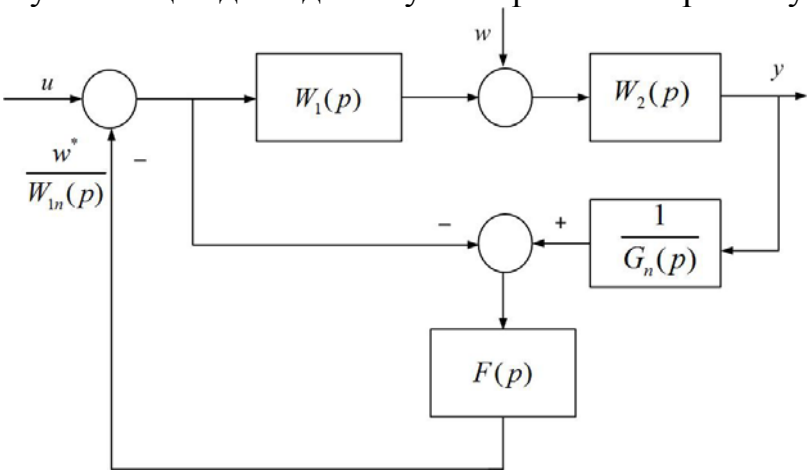
Една проста и лесно реализуема техника за компенсиране на смущение, както и на неопределеност в обекта е чрез използване на наблюдател на смущението, структурната схема на който е показана на фиг.4 [3]. В този подход смущението w е приложено между блокове, описани чрез предавателните функции $W_1(p)$ и $W_2(p)$. Изходът на обекта се преобразува през инверсната номинална предава-

телна функция на блок 2, който се сравнява с номиналното преобразуване на управляващия сигнал през блок 1. Като резултат се получава оценка на смущението w^*, което след филтриране се изважда от управлението u. По този начин неопределеността в обекта и смущението се компенсират чрез обратната връзка в контура на управлението. $F(p)$ се синтезира като нискочестотен филтър в честотния диапазон на функциониране на системата.



Фиг.4. Основен принцип за реализиране на наблюдателя на смущението

От структурната схема на фиг.4, може да се получи структурната схема, показана на фиг.5. В нея реципрочната предавателна функция на номиналния обект $1/G_n(p)$ е физически нереализуема. Това налага структурната схема от фиг. 5 да бъде преобразувана с цел да бъде получена физически реализуема схема.



Фиг.5. Структурна схема на наблюдателя на смущението

Изходният сигнал на системата може да се представи във вида:

$$y(p) = W_{yu}(p)u(p) + W_{yw}(p)w(p), \tag{3}$$

където предавателната функция по отношение на управлението u е:

$$W_{yu}(p) = \frac{GG_n}{G_n + F(G - G_n)}, \tag{4}$$

където $G(p) = W_1(p)W_2(p)$ е предавателната функция на обекта, а $G_n(p)$ е номиналното описание на обекта.

Предавателната функция спрямо смущението е:

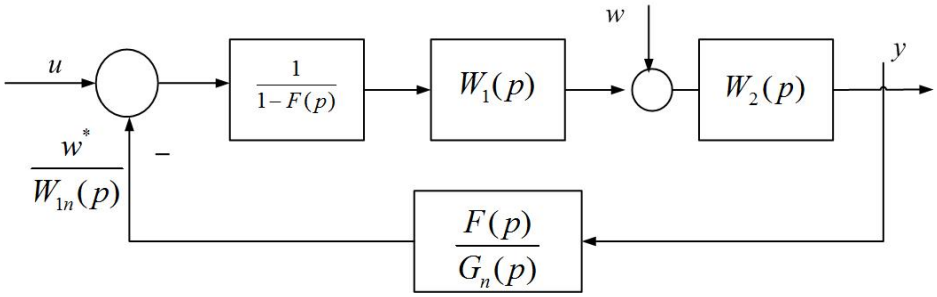
$$W_{yw}(p)=\frac{GG_n(1-F)}{G_n+F(G-G_n)}. \tag{5}$$

Предавателните функции (4) и (5) могат да бъдат представени чрез структурната схема на фиг.6 съгласно представянето:

$$W_{yu}(p)=\frac{GG_n}{(1-F)G_n+FG}=\frac{\frac{1}{1-F}G}{1+\frac{1}{1-F}.G\frac{F}{G_n}}, \tag{6}$$

$$W_{yw}(p)=\frac{GG_n(1-F)}{(1-F)G_n+FG}=\frac{G}{1+\frac{1}{1-F}.G\frac{F}{G_n}}. \tag{7}$$

Вижда се, че в нея всички блокове са описани с предавателни функции на физически реализуеми системи. В тази схемна реализация предавателната функция F/G_n е физически реализуема. Беше отбелязано, че предавателната функция на нискочестотния филтър F се избира, така че да съответства на честотния диапазон на работата на системата. Разширяване на този честотен диапазон води до по-добро качество при компенсиране на смущението, но се намалява запаса по устойчивост.



Фиг.6. Структурна схема за реализиране на наблюдател на смущението

3.2 Адаптивна компенсация на смущение

Друг ефективен подход за компенсиране на неизмеримо смущение се основава на синтез на наблюдател на смущението в пространство на състоянията (ПС) и компенсирането му в закона на управление [4].

Описанието на обекта на управление в ПС е

$$\begin{aligned}\dot{x}&=Ax+Bu+Jw\\ y&=Cx\end{aligned}, \tag{8}$$

където $x=[\Delta x_1 \quad \Delta x_2]$, $y=\Delta f$ и $\tilde{w}=J\Delta w$. Матриците в това описание са

$$A=\begin{bmatrix}-1/T_g & 0\\ 1/(k_{es}T_{es}) & -1/T_{es}\end{bmatrix},\ B=\begin{bmatrix}k_g/T_g\\ 0\end{bmatrix},\ C=\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix},\ J=\begin{bmatrix}0\\ 1/(k_{es}T_{es})\end{bmatrix} \tag{9}$$

Синтезира се PI регулатор в ПС с компенсация на смущението в контура на управлението. Описанието на разширената система с допълнителното състояние на интегратора има вида

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u + \bar{\Gamma}r + \bar{J}\Delta w \\ y &= \bar{C}\bar{x} \end{aligned}, \tag{10}$$

където $\bar{x} = [x_i^T \quad x^T]^T$ е векторът на състоянията. Матриците от описанието (10) са:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -C \\ O_{(2x1)} & A \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}, \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & C \end{bmatrix}, \bar{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ J \end{bmatrix}, \bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0_{2\times 1} \end{bmatrix}, \bar{D} = O_{(3x1)}. \tag{11}$$

В закона на управление

$$u = -\bar{K}\,\bar{x} - K_{comp}\Delta\hat{w}, \tag{12}$$

матрицата на обратна връзка по състояние за разширената система $\bar{K} = [-K_i \quad K]$ съдържа коефициент на пропорционалност на интегралния член K_i и матричен коефициент на обратната връзка по състояние на обекта K. Допълнителният член в закона на управление с коефициент K_{comp} се използва за компенсиране на смущението Δw. Тъй като смущението Δw не може да се измерва, в закона на управление се използва неговата оценка $\Delta\hat{w}$.

Уравнението на наблюдателя е [4]

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) + L_w\int_0^t (y_1 - C_1\hat{x})dt, \tag{13}$$

където C_1 е диагонална матрица, всички елементи на която са нули, с изключение на тези редове за състоянията, където участва смущението. В този случай съответният елемент е единица. Матриците на наблюдателя L и L_w са съответно вектор-стълб и диагонална матрица. Матрицата L_w е подобна на C_1, с елементи, които могат да се определят чрез синтез по зададени полюси. Уравнението за грешката на наблюдателя е

$$\dot{e} = (A - LC)e - L_wC_1\int_0^t edt - w. \tag{14}$$

Ако смущението е постоянно $w = const$, (14) може да се представи във вида

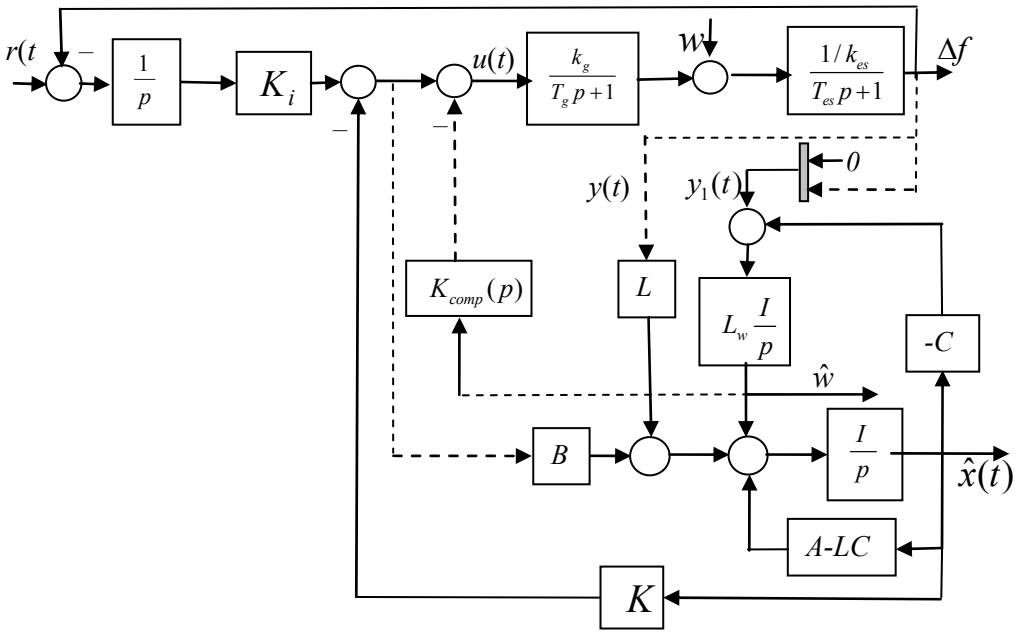
$$\ddot{e} = (A - LC)\dot{e} - L_wC_1e \tag{15}$$

Така матриците на наблюдателя се определят чрез процедура за синтез по зададени полюси съгласно уравнението

$$\det[s^2I - (A - LC)s + L_wC_1] = H_d(s), \tag{16}$$

където $H_d(p)$ е желан характеристичен полином, а I - единична матрица с подходяща размерност.

На фиг.7 е представена структурната схема на САУ, която обединява наблюдателя на състоянията и смущението, с астатичен регулатор в ПС с допълнителен компенсиращ член по оценното смущение [5].



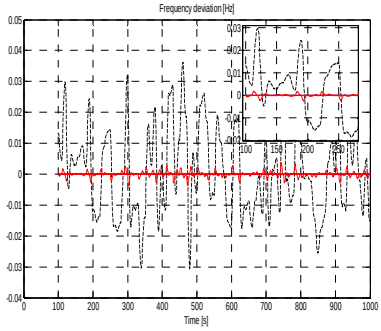
Фиг.7. Структурна схема на системата за управление

4. Експериментални резултати

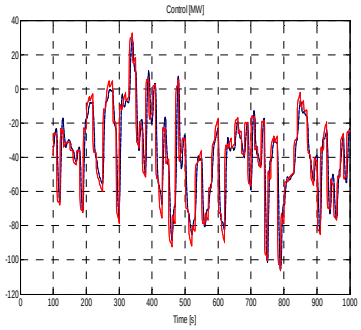
Обектът на изследване е с параметри: коефициент на пропорционалност $1/k_{es} = 1/600$ [Hz/MW] и времеконстанта $T_{es} = 2.5\ s$. Параметрите на еквивалентната генерираща мощност, която участва в контура на вторичното регулиране на честотата са: коефициент на пропорционалност $k_g = 2\,[MW/Hz]$ и времеконстанта $T_g = 10\ s$.

Експеримент 1. Проектиран е класически регулатор по CHR метод, използващ формулата на Chien-Hrones-Reswick за отработване на смущение. Предавателната функция и параметрите на регулатора са $W_c(p) = k_p\left(1 + \frac{1}{T_i p}\right)$, $k_p = 1500$, $T_i = 56\ s$. На фиг.8 и фиг.9 са показани симулационни резултати, свързани с отработване на случайно смущение. Избран е филтър с предавателна функция $F(p) = \frac{\omega_d^2}{p^2 + 2\xi_d\omega_d + \omega_d^2}$ и параметри $\omega_d = 5$ и $\xi_d = 0.9$. Управляващият сигнал е ограничен в интервала $\pm 200MW$ около работната точка. От симулационните резултати се вижда, че оценяването на смущението може да се извърши без грешка, ако $W_1 = W_{1n}$.

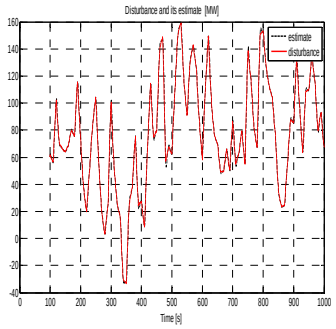
Отклонението на честотата от номиналната и стойност е оценено чрез квадратичната грешка $J = 0.1945.10^{-3}$ (без компенсатор) и $J_1 = 0.8233.10^{-6}$ (с компенсатор). Квадратичната грешка е многократно по-малка при наличие на компенсиращ контур при управление, оставащо в регулиращия диапазон на генериращите мощности.



а.) Отклонение на честотата от номиналната и стойност

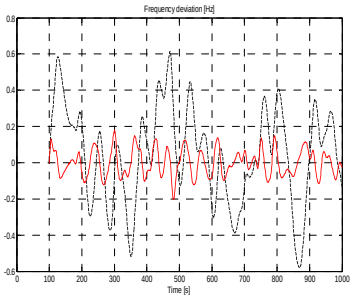


б.) Управление

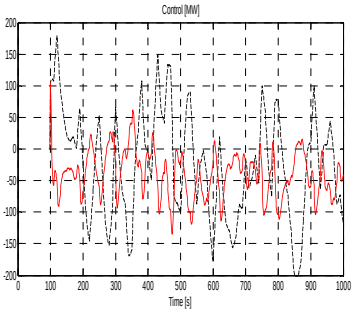


в.) Смущение и неговата оценка

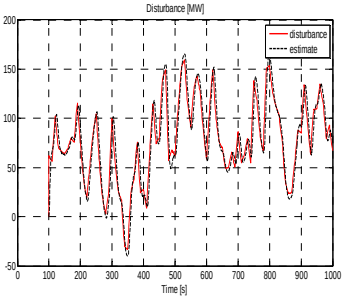
Фиг.8. Отработване на случайно смущение (прекъсната линия – без компенсатор, непрекъсната линия – с компенсатор)



а.) Отклонение на честотата от номиналната и стойност



б.) Управление



в.) Смущение и неговата оценка

Фиг.9. Отработване на случайно смущение (прекъсната линия – без компенсатор, непрекъсната линия – с компенсатор)

Експеримент 2 Проектиран е регулатор с възможност за компенсиране на товара чрез наблюдател. Регулаторът е реализиран чрез ОВ по състояние, проектиран по зададени полюси. Избрани са кратни реални полюси $\lambda_i = 0.05,\ i = \overline{1,3}$, за желано време на регулиране $t_p = 140\,s$. Матрицата на ОВ по състояние и коефициентът на интегралната компонента са съответно $K_p = \begin{bmatrix} -1.70 & 782.43 \end{bmatrix}$, $K_i = 1.15$. Проектирането на наблюдателя е извършено чрез решаване на (16). При желан характеристичен полином $H_d(s) = s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3$ са получени следните изрази за матриците на наблюдателя $L = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 \end{bmatrix}^T$ и $L_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & L_{w2} \end{bmatrix}$, където

$$L_1 = k_{es} T_{es} \left[a_2 - L_w - \left(\frac{1}{T_{es}} + L_2 \right) / T_g \right],\ L_2 = a_1 - \frac{1}{T_{es}} - \frac{1}{T_g} \text{ и } L_{w2} = a_3 T_g,\ . \quad (17)$$

На фиг.9 са показани симулационни изследвания при компенсиране на смущение по товар със случаен характер в диапазона [-150, +150]MW при условията на експеримент 1, със средна стойност 77 MW и средноквадратично отклонение 39 MW. От резултатите на фиг.9.в се вижда, че смущението се оценява с висока точност. Отклонението на честотата от номиналната и стойност и при този екс-

перимент е оценено чрез квадратичната грешка $J = 65.7 .10^{-3}$ (без компенсатор) и $J_1 = 4.9 .10^{-3}$ (с компенсатор). Квадратичната грешка е около десет пъти по-малка при наличие на компенсиращ контур при управление, оставащо в регулиращия диапазон на генериращите мощности. Тези резултати показват недвусмислено ефективността на предлаганите подобрени алгоритми за управление на активната мощност на генератори, участващи във вторичното регулиране на честотата на ЕЕС. Усилията за реализация на тези закони за управление са в полза на първия подход. При него обаче се използва реципрочната номинална предавателна функция на обекта. Наличието на неминималнофазова част в описанието на обекта ще доведе до вътрешна неустойчивост в контура за компенсация и проблеми свързани с препълване при цифровата реализация с PLC. Подобни математически описания имат хидроагрегати с дълги напорни тръбопроводи.

5. Заключение

В статията са представени изследвания на подобрени алгоритми за управление на активната мощност на генератори участващи във вторичното регулиране на честотата на ЕЕС с ограничена мощност, в условия на динамично изменящ се товар. Предложени са два алгоритъма за управление: първият се основава на принципа на вътрешния модел, а вторият – на оценяване на смущението чрез наблюдател и компенсирането му в закона на управление. Работоспособността на алгоритмите е изследвана в условия на смущение със случаен характер. Анализирани са техните свойства, ограничения и възможности за реализация.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДДВУ 02/80 финансиран от Фонд „Научни изследвания”.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Petkanchin, L., ***Static characteristics frequency-active power for primary control of wind power plants*****,** Energetika, No 3, pp. 31-35, 2009, (in Bulgarian).

[2] Puleva, T., Petkanchin, L., ***Modeling of the hydro-generator local network operation and load disturbance rejection***, Int. J. Nuclear Governance, Economy and Ecology, Vol. 1, No.1, 2006, pp.96-108.

[3] Forrai, A., ***Embedded Control System Design. A Model Based Approach***, Springer, 2013, ISBN 978-3-642-28954-3.

[4] Kuzovkov, N., ***Modal control and observers***, Mashinostroene, Moscow, 1976, (in Russian)

[5] Puleva, T. , ***Adaptive Disturbance Rejection in Power Limited Energy System***, Proceedings of TU-Sofia, Vol.63, Issue 6, 2013, pp. 414-423

Автори: Теофана Пулева, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*; Георги Ружеков, доц., д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ruzhekov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Цоньо Славов

МОДЕЛНО ПРОГНОЗИРАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА ВЯТЪРНО-ЕНЕРГИЙНА СИСТЕМА

Андрей Йончев

Резюме: *Тази статия е свързана с изследване на динамичното поведение на вятърно енергийна система, представена като политопен модел. Разглежданията са свързани с приложение на метода на моделно прогнозиращото управление (МПУ). Ще бъдат представени симулационни резултати получени от проектирането на МПУ. Тези резултати разкриват предимствата на тази оптимална техника за управление. Използването на такъв метод води до това, че времевите характеристики ще удовлетворят технологичните изисквания на вятърно енергийната система.*

Ключови думи: *модел на вятърно енергийна система, проектиране на моделно прогнозиращо управление*

MODEL PREDICTIVE CONTROL OF WIND ENERGY SYSTEM

Andrey Yonchev

Abstract: *The paper is connected with investigation of the dynamic behavior of a wind energy system presented as a polytopic model. The considerations are concerned with the application of the model predictive approach. The simulation results obtained from the model predictive control (MPC) synthesis will be presented. They will reveal the advantages of the used optimal control technique. Using such an approach will lead to the fact that the time domain responses will satisfy the technological requirements of the wind energy system model.*

Keywords: *wind energy system model, MPC design*

1. Introduction

Since ancient times, wind has been exploited in different ways, mainly for grain milling and water pumping. In the 20th century, new designs enabled electricity generation at small-scale levels for battery charging uses. During the last decades, the increasing concern about the environment and the trends towards the diversification of the energy market has been reinforcing the interest in the wind energy exploitation. Nowadays, the wind energy is the fastest growing renewable energy resource. The wind is a clean and inexhaustible resource available all over the world. Recent progress in wind technology has led to cost reduction to cost levels compatible with conventional methods of electricity generation [1]. Furthermore, the number of wind turbines coming into operation increases significantly year after year.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Wind energy systems (WESs) are very challenging from the control system viewpoint. Wind turbines exhibit nonlinear and non-minimum phase dynamics, in addition, mathematical problems describing accurately their dynamic behavior are difficult to obtain because of the particular operating conditions. The lack of accurate models and the operation at variable speed and variable pitch make the control problems more challenging. The best in such situation can be achieved by model predictive and robust controllers [2, 4, 5] . The control has an immediate impact on the cost of wind energy. Moreover, high performance and reliable controllers are essential to enhance the competitiveness of wind technology.

Model predictive control (MPC) is an optimal control strategy based on numerical optimization. Future control inputs and future plant responses are predicted using a system model and optimized at regular intervals with respect to a performance index [3]. From its origin as a computational technique from improving control performance in applications within process, petrochemical, wind energy industries, predictive control has become the most wide spread advanced control methodology currently used in the industry.

The goal of this paper is to derive stabilizing model predictive controller for the investigated wind energy system. Applying the considered MPC methodology the regulation control problem will be successfully solved in order to satisfy the technological requirements of the wind energy system.

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we describe the wind energy system model. In Section 3 we reveal theoretical preliminaries regarding the model predictive design used to solve the regulation control problem . Section 4 is dedicated to presentation of the obtained simulation results before we finish in Section 5 with some concluding remarks.

2. Wind energy system model description

The WES is organized into four main functional blocks [1], namely the aerodynamic, mechanical, electrical and pitch servo subsystems. In this paper we pay more attention to the investigation of a linearized model of the mechanical system, i.e. the drive-train. The mechanical system fulfils two main functions. The first one, carried by the drive-train, is to transfer the aerodynamic torque from the rotor to the electric generator. The second one is to support the rotor and other devices in height while withstanding the thrust force.

The variable speed alternative to fixed speed has become popular in commercial wind turbine, particularly for operation in low wind speeds. The benefits of variable speed operation are larger energy capture, dynamic loads alleviation and power quality enhancement.

In case of variable speed – fixed pitch (VS-FP) a simplified dynamic model of the drive-train can be used. Such model is suitable to describe the dominant system dynamics, to formulate the control strategy and to make a preliminary assessment of the controller performance. This model is presented in [1] and is given below

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_s \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\Omega}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -\frac{K_s}{J_r} & -\frac{B_s}{J_r} & \frac{B_s}{J_r} \\ \frac{K_s}{J_g} & \frac{B_s}{J_g} & -\frac{B_s}{J_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_s \\ \Omega_r \\ \Omega_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{T_r}{J_r} & 0 \\ 0 & -\frac{T_g}{J_g} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where the aerodynamic torque T_r is given by $T_r = \frac{1}{2}\rho\pi R^3 C_Q(\lambda)V^2$. And the generator torque T_g is a nonlinear function of the rotational speed and is approximated by $T_g = B_g(\Omega_g - \Omega_z)$.

Throughout the paper we use the following notation:

λ – tip speed ratio, Ω_g – generator speed, Ω_r – rotor speed, Ω_s – synchronous speed, Ω_z – zero torque speed, ρ - air density, θ_s – torsion angle, B_g – intrinsic generator damping, B_s – drive train damping, B_r – intrinsic rotor damping, C_p – power coefficient, C_r – torque coefficient, J_g – generator inertia, J_r – rotor inertia, K_b – blade stiffnes, K_s – drive-train stiffnes, R – rotor radius, V – wind speed, T_s – shaft torque, $C_{Q\max}$ - maximum torque coefficient, $\lambda_{Q\max}$ - tip speed ratio for maximum torque coef. $\bar{x}$ – "steady-state value of x", $\hat{x}$ – "variation with respect to steady-state value of x".

The torque coefficient C_Q of a fixed-pitch wind turbine is only a function of the tip-speed-ratio λ. Thus the linearization of the aerodynamic torque around its operating point $(\overline{\Omega}, \overline{V})$ reads $\hat{T}_r = -B_r(\overline{\Omega}, \overline{V})\hat{\Omega}_r + k_{r,V}(\overline{\Omega}, \overline{V})\hat{V}$, where the coefficients $B_r(\overline{\Omega}, \overline{V})$ and $k_{r,V}(\overline{\Omega}, \overline{V})$ are given in [1] and will be presented later in the paper. The coefficient B_r shows up the speed feedback of the turbine and plays an important role in the stabilization problem. With $k_{r,V}$ we denote the gain between the wind speed and the aerodynamic torque.

The linearization of the dynamic system (1) can be expressed as the linear parameter variant model (LPV) [1]

$$G: \begin{cases} \dot{x} = A(\theta)x + B_v(\theta)\hat{V} + B_2(\theta)\hat{\Omega}_z \\ \hat{T}_s = C_t x \\ y = Cx + Du \end{cases}, \quad (2)$$

where the state, output and the parameter vectors are

$$x = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_s & \hat{\Omega}_r & \hat{\Omega}_g \end{bmatrix}^T, y = \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_g & \hat{T}_g \end{bmatrix}^T, \theta = \begin{bmatrix} \overline{V} & \overline{\Omega} \end{bmatrix}^T.$$

The model (2) has two inputs: turbulence, which is regarded as a disturbance, and the control action Ω_z and three outputs: the effective shaft torque T_s, and the generator speed and torque gathered in y. The matrices of the model are

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -\frac{K_s}{J_r} & -\frac{B_r(\overline{\Omega},\overline{V}) + B_s}{J_r} & \frac{B_s}{J_r} \\ \frac{K_s}{J_g} & \frac{B_s}{J_g} & -\frac{B_s + B_g}{J_g} \end{bmatrix}, B_\upsilon(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{k_{r,V}(\overline{\Omega},\overline{V})}{J_r} & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$B(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{B_g}{J_g} \end{bmatrix}^T, C_t = \begin{bmatrix} K_s & B_s & -B_s \end{bmatrix}^T, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & B_g \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -B_g \end{bmatrix}.$$

To characterize the model (2) completely a mathematical description of C_Q is required. A good approximation of $C_Q(\lambda)$ is a second order polynomial of the form

$$C_Q(\lambda) = C_{Q\max} - k_Q(\lambda - \lambda_{Q\max})^2, \tag{3}$$

here $\lambda = R\Omega / V$. For this quadratic approximation of C_Q the coefficients B_r and $k_{r,V}$ are

$$B_r(\overline{\Omega},\overline{V}) = \rho\pi R^4 k_Q(R\overline{\Omega} - \lambda_{Q\max}\overline{V}), \tag{4}$$

$$k_{r,V}(\overline{\Omega},\overline{V}) = \rho\pi R^4 k_Q(R\overline{\Omega} - \left(1 - \frac{C_{Q\max}}{k_Q\lambda^2{}_{Q\max}}\right)\lambda_{Q\max}\overline{V}). \tag{5}$$

Finally, the region θ where the parameters of the LPV model (2) situate has to be specified. Note that the parameters θ in (2) are actually the variables defining the operating point of the turbine, i.e., $\theta_1 = \overline{V}, \theta_2 = \overline{\Omega}$. The operating points have to be covered with a convex polytope of three vertices

$$\theta = Co\{\theta_{\upsilon 1}, \theta_{\upsilon 2}, \theta_{\upsilon 3}\}. \tag{6}$$

3. Model predictive control design for the regulation problem

Now let us consider some theoretical aspects of the model predictive control problem [2, 3]. The linearized and discretized system is described using the equations

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y &= Cx(k). \end{aligned} \tag{7}$$

If we know $u(k)$ from the system above we can obtain predicted value of the state vector at the *k+1* sample period. The system state at the *k+2* is

$$x(k+2) = Ax(k+1) + Bu(k+1). \tag{8}$$

If expression (7) is introduced in (8) for the sample period *k+2* it can be obtained

$$x(k+2) = A^2 x(k) + ABu(k) + Bu(k+1). \tag{9}$$

After analogical replacements the state of the system in samp le period *k+j* can be expressed with respect to sample period *k*

$$\begin{aligned} & x(k+j) = Ax(k+j-1) + Bu(k+j-1) = \\ & = A^2 x(k+j-2) + ABu(k+j-2) + Bu(k+j-1) = \\ & \cdots \\ & = A^j x(k) + \sum_{i=1}^{j} A^{i-1} Bu(k+j-i). \end{aligned} \tag{10}$$

Relation (10) can be used to cal culate the predicted value of the system output at sample period *k+j*

$$\begin{aligned} y(k+j) &= C\left(A^j x(k) + \sum_{i=1}^{j} A^{i-1} Bu(k+j-i) \right) = \\ &= CA^j x(k) + \sum_{i=1}^{j} CA^{i-1} Bu(k+j-i) \end{aligned} . \tag{11}$$

If we create vectors for the predicted values of the control input and the system output for *N* sample periods ahead (prediction horizon)

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+N) \end{bmatrix}, \quad \hat{u} = \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+N-1) \end{bmatrix}. \tag{12}$$

then the predicted output can be calculated using the following expression

$$\hat{y} = C_A x(k) + C_B \hat{u} . \tag{13}$$

The matrices C_A and C_B can be obtained from relation (11), i.e.

$$C_A = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^N \end{bmatrix}, \; C_B = \begin{bmatrix} CA & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ CA^{N-1}B & CA^{N-2}B & CA^{N-3}B & \dots & CB \end{bmatrix}. \tag{14}$$

In this paper we would like to apply the model predictive control technique in order to solve the regulation problem [3]. Let the vector of the reference is specified below

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} r(k+1) & r(k+2) & \cdots & r(k+N) \end{bmatrix}^T . \tag{15}$$

The following cost function is formed

$$J = (\hat{y} - \hat{r})^T Q (\hat{y} - \hat{r}) + \hat{u}^T R \hat{u} \tag{16}$$

Here Q and R are weighting matrices and $\hat{y}$ and $\hat{r}$ are the vectors given in expressions (12) and (15). After replacing $\hat{y}$ from (13) in the cost function we obtain

$$J = \left(C_A x(k) + C_B \hat{u} - \hat{r}\right)^T Q \left(C_A x(k) + C_B \hat{u} - \hat{r}\right) + \hat{u}^T R \hat{u} \tag{17}$$

The gradient of the cost function with respect to the control vector $\hat{u}$ is given below

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \hat{u}} &= 2 C_B^T Q \left(C_B \hat{u} + C_A x(k) - \hat{r}\right) + 2 R \hat{u} = \\ &= 2 \left(C_B^T Q C_B + R\right) \hat{u} + 2 C_B^T Q \left(C_A x(k) - \hat{r}\right) \end{aligned} \tag{18}$$

The minima of the cost function is a solution of the equation $\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = 0$, i.e.

$$\left(C_B^T Q C_B + R\right) \hat{u} + C_B^T Q \left(C_A x(k) - \hat{r}\right) = 0 \tag{19}$$

from expression (19) the control vector can be calculated in the following way

$$\hat{u} = -\left(C_B^T Q C_B + R\right)^{-1} C_B^T Q \left(C_A x(k) - \hat{r}\right). \tag{20}$$

4. Simulation experiments

In this section we investigate the regulation control problem of the wind energy system model (2) using the applied model predictive approach with prediction horizon *N=4*. We consider a convex polytope of three vertices as given in (6) where the parameters take the following values:

$$\theta_{\upsilon 1} = (3\,m/s, 1.75r/s),\ \theta_{\upsilon 2} = (9.2\,m/s, 4.7r/s),\ \theta_{\upsilon 3} = (15.5\,m/s, 4.25r/s).$$

The numerical values for the parameters in the wind energy system are taken from [6]:

$$\rho = 1.225[kg/m^3], R = 26.1[m], k_Q = 0.0035, \lambda_{Q\max} = 6.9, C_{Q\max} = 0.065,$$
$$K_s = 6*10^7[Nm/rad], J_r = 1.6*10^6\,[kg\,m^2], J_g = 35.184[kg\,m^2],$$
$$B_s = 10^6\,[Nm/rad^2].$$

Thus we investigate the behavior of three polytopic systems.

In Figures 1-3 we present the time responses of the discretized LPV model (2) with the considered designed model predictive optimal control for the three polytopic systems.

In these cases the time domain responses satisfy the technological requirements of the wind energy system model.

The trade off between the optimum speed tracking and transient loads alleviation is clearly put in evidence by the responses of the shaft torque T_s.

In the considered three polytopic systems' responses we exhibit transient mechanical loads but on the other hand the applied MPC strategy leads to acceptable power conversion efficiency C_P.

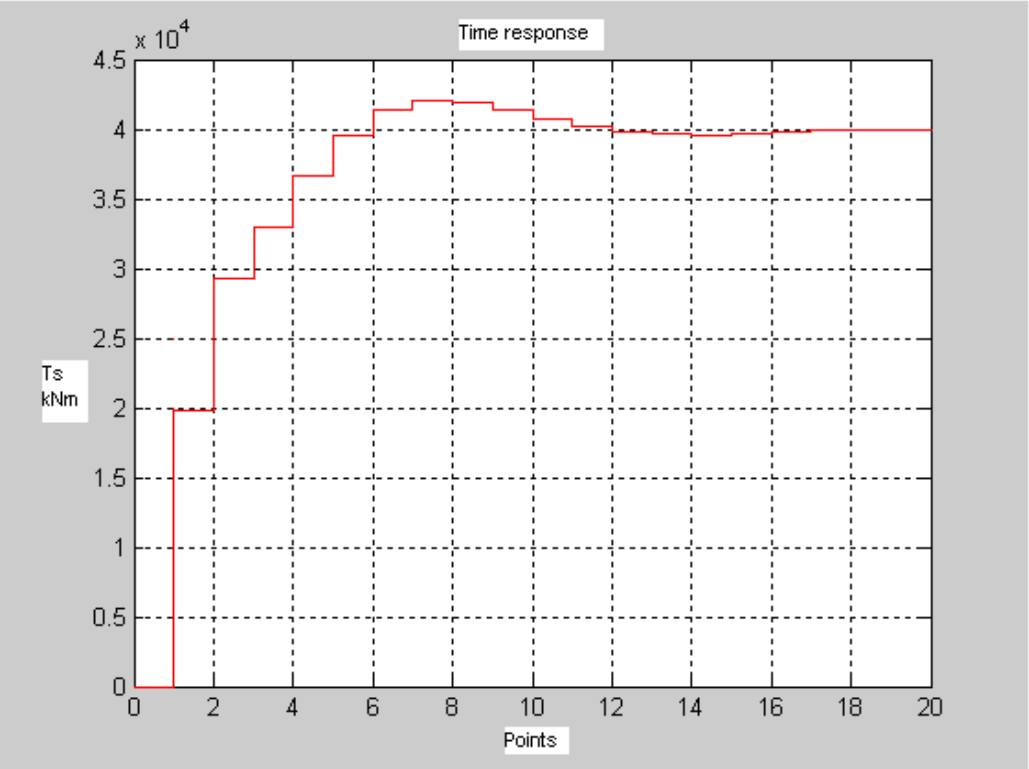


Figure 1. Polytopic system 1- $\theta_{\upsilon 1}$ response with model predictive control

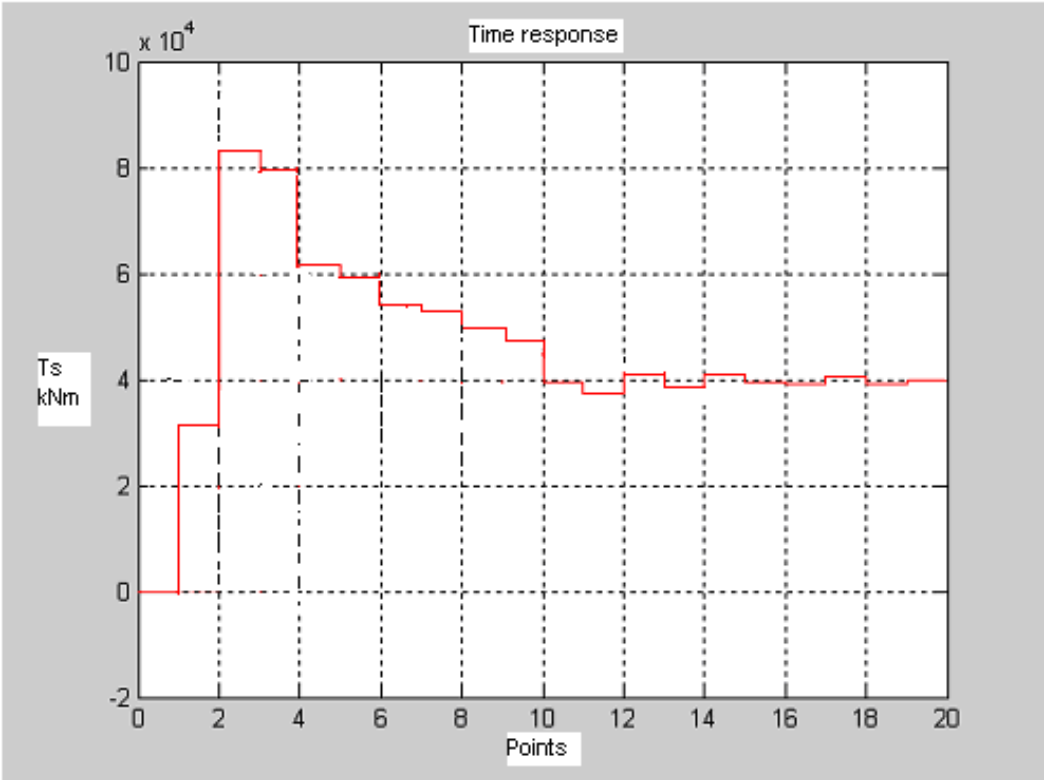


Figure 2. Polytopic system 2- $\theta_{\upsilon 2}$ response with model predictive control

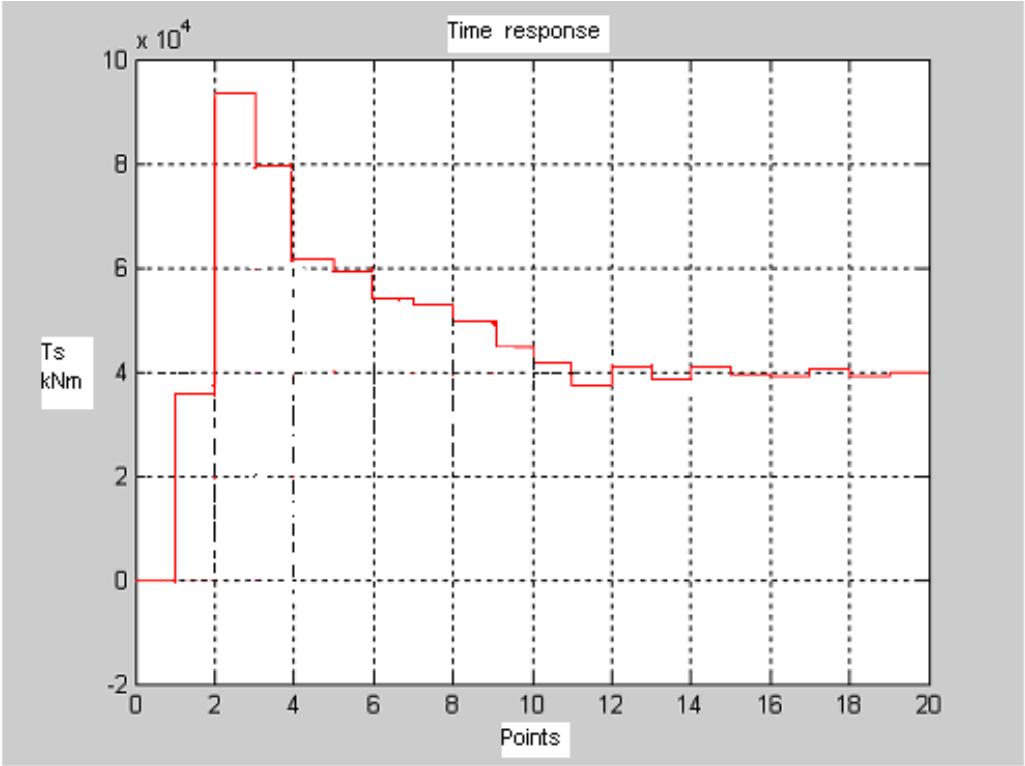


Figure 3. Polytopic system 3- θ_{v3} response with model predictive control

The presented numerical examples show that the investigated control method - model predictive control design ensure st ability and acceptable perform ance of the wind energy system.

5. Conclusion

This paper considered the dynam ic behavior of a wind energy syst em presented as a polytopic model. The investigations were concerned with the application of the model predictive approach. The perfo rmance for the three vertex systems being controlled applying MPC technique was investigated. The simulations resulting from the model predictive control synthesis were presented. They show the advantages of the considered optimal control technique. Adopting such an approach leads to the fact th at the time domain responses satisfy the technologi cal requirements of the wind energy system model.

LITERATURE

[1] F. D. Bianchi, H. De. Ba tista, and R. J. Mantz, ***Wind Turbine Control Systems,*** Springer, 2003

[2] T. Boom, and T. Backx. ***Lecture Notes for the MPC DISC Course,*** 1999.

[3] J. M. Maciejowski, ***Predictive Control with Constraints,*** Harlow: Prentice Hall, 2002

[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] F. Borreli, A. Bem porad, and M. Morari, ***Predictive Control for Linear and Hybrid Systems,*** 2012
[6] Z. Ljubosny, ***Wind Turbine Operation in Electric Power Systems***. Springer 2003

Author: Andrey Yonchev, Assoc. Prof. PhD at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics, Technical University - Sofia, E-mail address: *ayonchev@tu-sofia.bg*

Received 29 April 2014 **Reviewer:** Prof. D.Sc. Petko Petkov

ПРОЕКТИРАНЕ НА РОБАСТНО μ УПРАВЛЯВАЩО УСТРОЙСТВО ЗА МОДЕЛ НА СИСТЕМА ХИДРОГЕНЕРАТОР

Андрей Йончев

Резюме: *Системата хидрогенератор е представена като обект с неопределеност. Извършен е μ - синтез за реализиране на система за управление с две степени на свобода, която осигурява робастност на затворената система. Преходните процеси на затворената линеаризирана система показват задоволително качество.*

Ключови думи: *модел на система хидро генератор, робастно управление, μ - синтез*

ROBUST μ CONTROLLER DESIGN OF A HYDRO GENERATOR SYSTEM MODEL

Andrey Yonchev

Abstract: *The hydro generator system is represented as an uncertain plant. μ - synthesis of a control system with two degrees of freedom ensuring robustness of the closed-loop system is considered. Time responses of the closed-loop system show a satisfactory performance of the linearized system.*

Keywords: *Hydro generator system model, robust control, μ - synthesis*

1. Introduction

The main target of the turbine governor is to ensure stability and desired performance of the time response for the hydro generator system in case of load variations. This fact leads to the adaptive and robust control algorithms. They are appropriate for control systems characterized with significant dynamics variation depending on real time measured variables [1]. Malik et al. have presented a self-tuning controller tracking the plant parameters change in order to provide an optimal performance over the wide operating range. Jiang considers the analysis and design of a hydraulic turbine governor using optimal robust control theory [2]. The advantage of this approach is that the designed governor will guarantee the stability and performance of the speed control for the entire turbine. Recent works of robust and model predictive control applications are presented in [3, 6]. With the advance of the design technology for turbine governors, the performance regulation analysis of existing controllers and the optimal design of turbine governors become an important practical problem.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

This paper considers the design of robust controller for the hydro generator system model. Since the plant is subject to uncertainties, we intend to implement a μ controller with two degrees of freedom. Appropriate weighting functions that provide acceptable performance for time responses are obtained.
The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we present the linearization of the hydro generator system model. Section 3 reveals the μ-synthesis of the control system before we finish in Section 4 with some concluding remarks.

2. Linearization of the hydro generator system

In case of small signal deviations about the equilibrium point, the linearized representation of a hydro turbine dynamics in per units form (p.u.) is

$$\Delta\overline{U} = 0.5\Delta\overline{H} + \Delta\overline{G}\,, \tag{1}$$

$$\Delta P_m = \Delta\overline{H} + \Delta\overline{U} \tag{2}$$

$$T_w \frac{d\Delta\overline{U}}{dt} = -\Delta\overline{H}\,, \tag{3}$$

where T_w is the water column time constant at any load. It represents the water accelerating time from the steady state at head H_0 to velocity U_0. After some algebraic manipulations in (1)-(3) the transfer function between the turbine opening position and the turbine mechanical power is

$$W_w(s) = \frac{-T_w s + 1}{0.5T_w s + 1}. \tag{4}$$

The linearized model transfer function depends on the time constant T_w which can be expressed as

$$T_w = \frac{LU_0}{a_g H_0}\,, \tag{5}$$

where L is length of the penstock $[m]$ and a_g is the acceleration due to gravity $[m/s^2]$. The water column time constant at rated power T_W is

$$T_W = \frac{LQ_r}{a_g A H_r}\,, \tag{6}$$

where H_r and Q_r are the hydraulic head and the turbine flow rate at rated power and A is the pipe area $[m^2]$. It can be seen the water column dynamics exhibits a non-stationary behavior depending on the variable water flow at wide range load variation [4, 5].

The permanent droop determines the speed regulation under steady state conditions. The transient droop compensation is given by

$$W_c(p) = k_p + \frac{k_i}{p}, \; where \, k_p = 1.1, k_i = 0.96. \tag{7}$$

The dynamics of the servo hydro system includes the transfer function of the hydraulic distributor and the transfer function of the internal control loop to govern the hydraulic engine of the turbine:

$$W_s(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \; here \, T_1 = 0.2s, T_2 = 0.4s. \tag{8}$$

The power transducer weighting function is

$$W_t(p) = \frac{1}{T_t p + 1}, \; where \; T_t = 1s. \tag{9}$$

The state space description of the linearized hydro generator model is

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned}, \tag{10}$$

where $x = [\Delta\omega \quad \Delta P_m \quad \Delta G]^T$ is the state vector.
The input signal $u = [u_c \quad w]$ implies the control signal and the disturbance, and the output is $y = [\Delta\omega \quad \Delta G]$.
The matrices in (10) have the following form:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{K_d}{T_m} & \frac{1}{T_m} & 0 \\ 0 & -\frac{2}{T_w} & \frac{2}{T_w} + \frac{2}{T_s} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}, \; B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_m} \\ -\frac{2}{T_s} & 0 \\ \frac{1}{T_s} & 0 \end{bmatrix}, \tag{11}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Here the hydro generator rotor time constant T_m is 12s and the servo system time constant is T_s is 0.4s.

3. μ-synthesis of the robust control system

3.1. Definition of the uncertainty model

For the purposes of synthesis of robust control, the system (10) is represented as a plant with uncertainty. In this case as an uncertain parameter is considered the water column time constant T_w, which takes values in the interval:

$$T_{wl} = 2s \le T_w \le 4.5s = T_{wu}.$$

Since in the theory of robust control one considers uncertainties scaled so their size has to be interval [-1, 1]. We use an uncertain parameter α, which is related to the water column time constant T_w by the following ratio

$$T_w = 1.25 * \alpha + 3.25.$$

It is seen that if α changes from changes from -1 to 1, T_w varies from 2s to 4.5s.

3.2 Performance requirements to the closed-loop system

The block scheme of the closed-loop system which includes the uncertain hydro generator model, structure of the feedback and the controller and also the elements defining the performance specifications is shown on Fig.1. The system has two output signals (e_y and e_u). The block M is the desired dynamical model, to which the designed closed-loop system should approach.

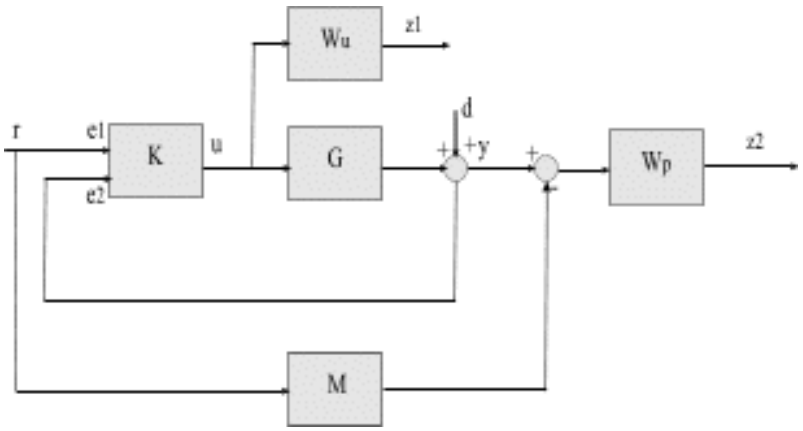


Fig.1. Block diagram of the closed-loop system.

The weighted outputs of the closed-loop system satisfy the equation:

$$\begin{bmatrix} e_y \\ e_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p(S_o G_u K_r - M) & W_p S_o G_d \\ W_u S_i K_r & -W_u S_i K_y G_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

where the matrix $S_i = (I + K_y G_u)^{-1}$ is the transfer function matrix of the input sensitivity, and $S_o = (I + G_u K_y)^{-1}$ is the transfer function matrix of the output sensitivity.

The performance criteria requires that the transfer function matrix from input signals r and d to output signals e_y and e_u should be small in sense of $\|.\|_\infty$ for all possible uncertainty models of the plant G.

The transfer function matrices W_p and W_u are used to define the relative significance of different frequency ranges, for which satisfaction of the performance specifications is required.

The control synthesis problem of the double rotor system is connected with obtaining a linear controller $K(s)$ to the reference and the output

$$K = \begin{bmatrix} K_r & K_y \end{bmatrix},$$

which has to ensure the following properties of the closed-loop system.

Robust stability:

The closed-loop system achieves robust stability if it is internally stable for all possible uncertain models of the plant G.

Nominal performance:

The closed-loop system achieves nominal performance if the performance criterion is satisfied for the nominal model of the plant,

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p(S_{o,nom}G_{nom}K_r - M) & W_pS_{o,nom}G_{nom} \\ W_uS_{i,nom}K_r & -W_uS_{i,nom}K_yG_{nom} \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1.$$

Robust performance:

The closed-loop system should remain internally stable for all G and in addition the performance criteria

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p(S_oGK_r - M) & W_pS_oG \\ W_uS_iK_r & -W_uS_iK_yG \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1.$$

should be satisfied for every G.

3.3 μ-synthesis

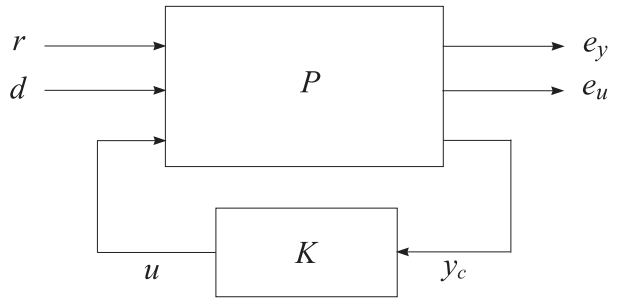


Fig.2: Bloch scheme for μ-synthesis

The block scheme of the closed-loop system, corresponding to the μ-synthesis control problem, is shown in Fig.2. The matrix P is the transfer function matrix of the extended open-loop system.

Let us denote with $P(s) = F_U(G, \Delta_P)$ the transfer function matrix of the open-loop system sys_ic, consisting of the system uncertainty model plus the weighting functions and let the block structure of the uncertainty Δ_P is defined as:

$$\Delta_P := \left\{ \begin{bmatrix} \Delta & 0 \\ 0 & \Delta_F \end{bmatrix} : \Delta \in R, \Delta_F \in C \right\}.$$

The first block of the matrix Δ_P, the block Δ, represents the parametric uncertainties, included in the model of the hydro generator system. The second block Δ_F is a fictitious uncertainty block used to introduce the performance requirements in the frame of the μ approach. The inputs of this block are the weighted error signals e_y and e_u and the outputs are the external signals *r* and *d*.

The aim of the μ-synthesis is to find a stabilizing controller K such that for every frequency $\omega \in [0, \infty]$ the structured singular value μ should satisfy the condition

$$\mu_{\Delta_P} \left[F_L(G, K)(j\omega) \right] < 1.$$

Satisfaction of this condition guarantees the robust performance of the closed-loop system i.e.,

$$\left\| F_U \left[F_L(G, K), \Delta_P \right] \right\|_\infty < 1$$

for all uncertainties Δ_P with $\| \Delta_P \|_\infty < 1$.

The model weighting filter is taken as:

$$W_m = \frac{1}{T^2 s^2 + 2T\zeta s + 1}, \text{ with coefficients}$$

$$T = 5s, \zeta = 0.7.$$

The μ-synthesis is performed using the following weighted performance function:

$$W_p(s) = 0.95 \frac{2s + 1}{2s + 0.004}$$

and weighted control function

$$W_u(s) = 10^{-3} \frac{0.001s + 1}{0.0001s + 1}.$$

The weighting control function is chosen in such a way that the control inputs remain in given limits.

Five iterations are done, which decrease the maximal value of μ to 3.662.

Frequency characteristics of the structured singular value, corresponding to robust stability analysis, are shown in Fig.6 and the frequency characteristics of μ, corresponding to robust performance analysis of the continuous-time system are shown in Fig.3.

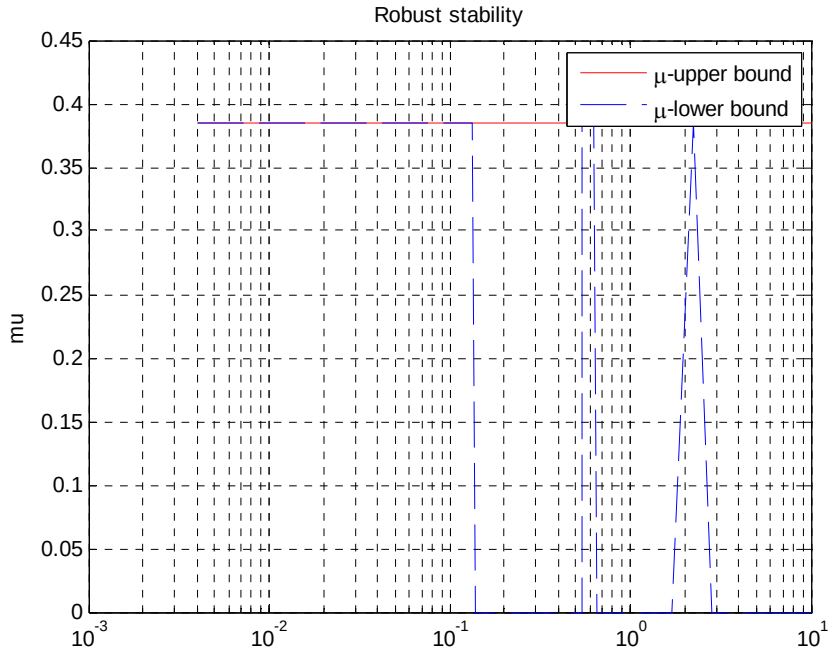


Fig.3: Robust stability for the μ controller

Uncertain system is robustly stable to modeled uncertainty. It can tolerate up to 235% of the modeled uncertainty. A destabilizing combination of 260% of the modeled uncertainty exists, causing an instability at 0.112 rad/s. Sensitivity with respect to uncertain element 'alpha' is 100%. Increasing 'alpha' by 25% leads to a 25% decrease in the margin.

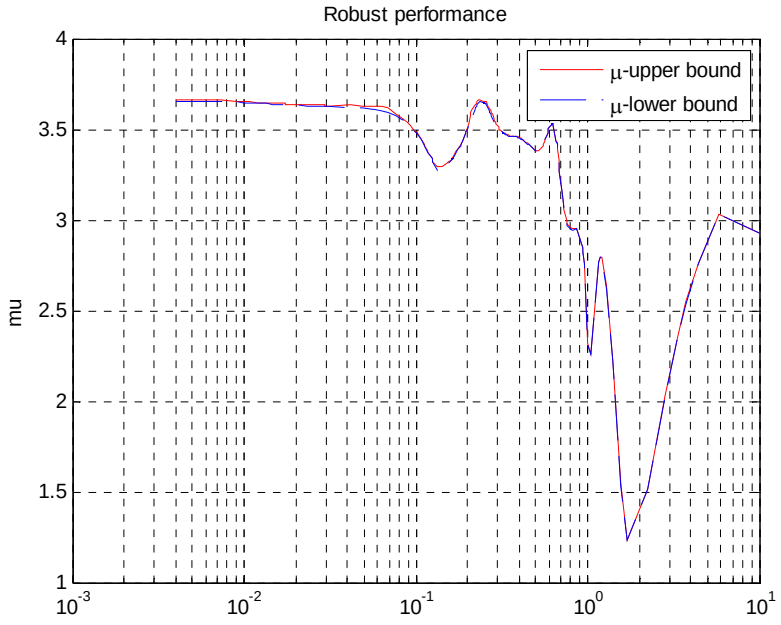


Fig.4: Robust performance for the μ controller

Uncertain system achieves a robust performance margin of 0.2734. A model uncertainty exists of size 27.3% resulting in a performance margin of 3.66 at 0.00403 rad/sec. Sensitivity with respect to uncertain element 'alpha' is 23%. Increasing 'alpha' by 25% leads to a 6% decrease in the margin.

On Fig.5-Fig.7 we present the time responses of the hydro generator system with the designed μ robust optimal controller. The time domain specifications satisfy the technological requirements plant control.

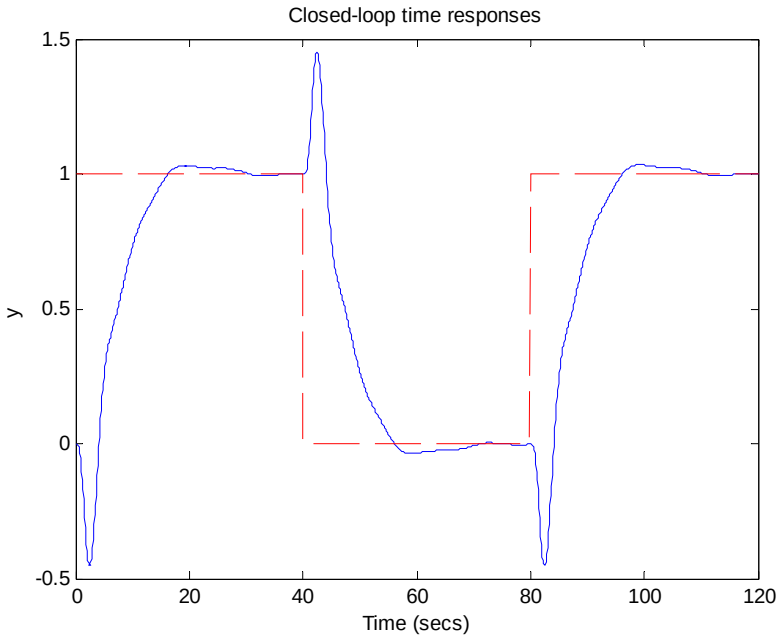


Fig.5: Time responses with the μ controller for $\alpha = 0$.

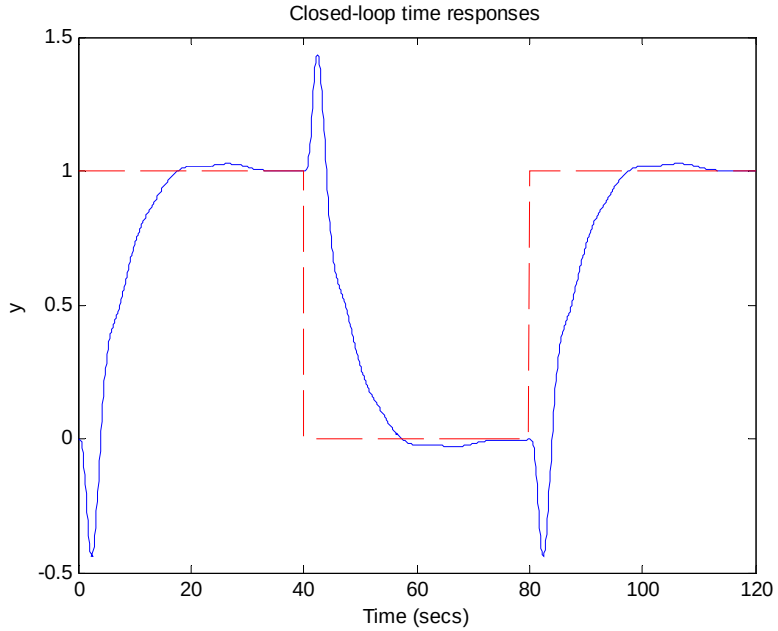


Fig. 6: Time responses with the μ controller for $\alpha = -1$.

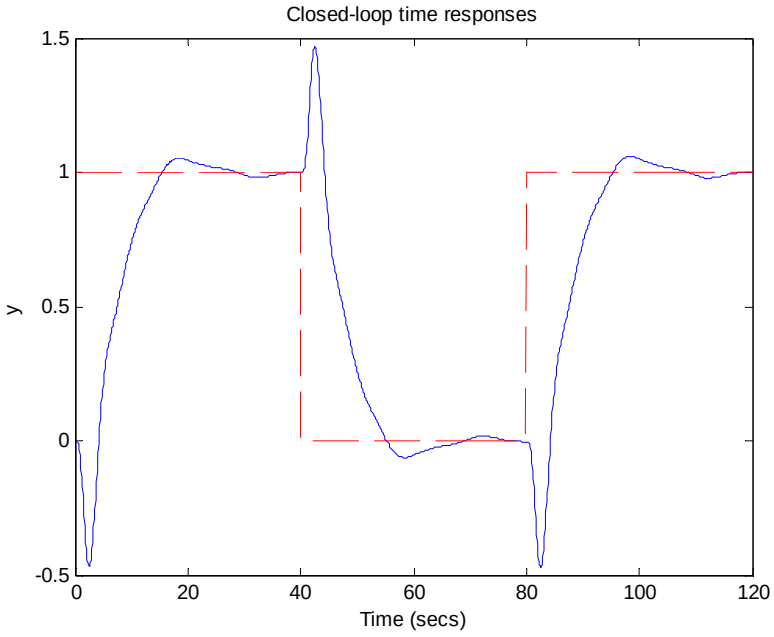


Fig. 7: Time responses with the μ controller for $\alpha = 1$.

5. Conclusion

Dynamic behavior of a hydro generator system model in case of parametric uncertainty was investigated.

The methods for robust control systems make it possible to design a single regulator which ensures satisfaction of the time domain specifications according to the technological requirements.

The μ synthesis of control system for the hydro generator system model was performed, which successfully satisfied the required performance specifications.

LITERATURE

[1] O. Malik, Y. Zeng. ***Design of robust adaptive controller for a water turbine governing system,*** IEEE Transactions on EC, Vol.10, №2, pp.354-359,1995

[2] J. Jiang, ***Design an optimal robust governor for hydraulic turbine generating units***, IEEE Transaction on EC, Vol.10, №1, pp.188-194, 1995

[3] I. Eker, Is. Aydin, ***Governors for hydro turbine speed control in power generation: a SIMO robust design approach***, Energy Conversion and Management, Vol. 45, Issues 13-14, pp. 2207-2221, 2004

[4] IEEE Working Group, ***Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies***, Transactions on Power System, vol.7, №1, pp.167-179, 1992

[5] Kundur P., ***Power system stability and control***, McGraw-Hill, Inc., 1994

[6] D. Penev, T. Puleva. ***Model Predictive Control for a Hydro Generator.*** In Proc. of Automatics and Informatics'2011, Sofia, pp. 97-101, ISSN 1313-1850

Author: Andrey Yonchev, Assoc. Prof. PhD at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics, Technical University - Sofia, E-mail address: *ayonchev@tu-sofia.bg*

Received 29 April 2014 **Reviewer:** Prof. D.Sc. Petko Petkov

РОБАСТНО УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ - СЕРВОСИСТЕМА

Аспарух Марковски

Резюме: *В доклада е описан опит за синтезиране на робастен регулатор за лабораторен модел на сервоситема, произведен от фирмата Интеко. Някои от неточно известните параметри са въведени като източници на структурирана неопределеност. Допълнително е въведена и неструктурирана неопределеност поради наличието на нелинейност в обекта от тип "хлабина". Синтезиран е μ регулатор и са проведени симулационни опити с модела. Работоспособността на създадения регулатор е изпробвана върху опитната установка.*

Ключови думи: *робастно управление, μ синтез, сервосистема*

ROBUST CONTROL OF LABORATORY STAND – SERVO SYSTEM

Asparuh Markovski

Abstract: *A μ regulator synthesis for laboratory stand – servo system – is made. The stand is for teaching purposes in the area of control theory and is made by the Polish enterprise Inteco. Some of the model parameters are introduced as real parameters with structured uncertainty. The object nonlinearity is represented by an equivalent unstructured uncertainty representation of the state-space model as a whole. Simulation is made with the nonlinear model, and experiments – with the real object.*

Keywords: *Robust Control, μ Synthesis, Servo System*

1. Introduction

The methods for synthesis of robust regulators, in particular μ regulators, are a powerful tool for the control of MIMO systems with complex dynamics [1]. At the same time, they require good knowledge in control theory, thus the realization of such regulator even for simple laboratory models has a significant importance in the engineering education. So, in the present work the steps in the synthesis of several μ regulators for a laboratory setup – a servo system – will be considered.

2. Physical model used

For demonstration of the methodology, a physical model from the laboratories in Department "Systems and Control" at the Technical University – Sofia is be used.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

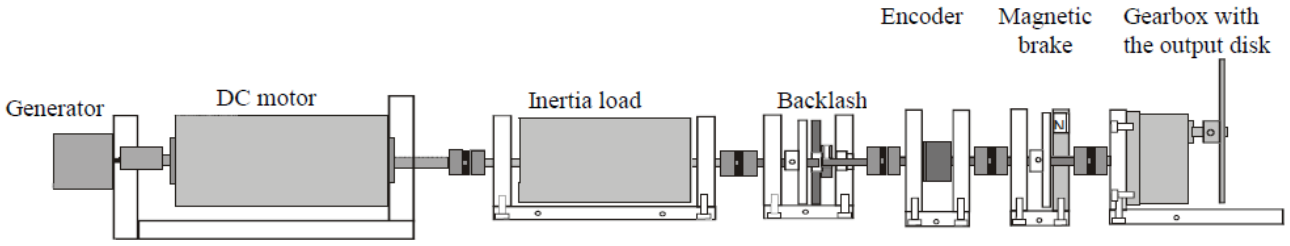


Fig.1. Model set-up

The servo system (Fig.1) consists of a DC motor with a tacho-generator, inertia load, backlash (dead zone), magnetic brake, incremental encoder, output disk with a gear-box. All the elements are mounted on a rail and can be easily rearranged. The incremental encoder, as well as the tacho-generator, measures the current angle of the shaft. The DC motor is controlled by a PWM signal, so the control signal is scaled, i.e. $|u(t)| \le 1$. The system is interfaced to the computer by the means of an RT-DAC board and can be controlled from MATLAB.

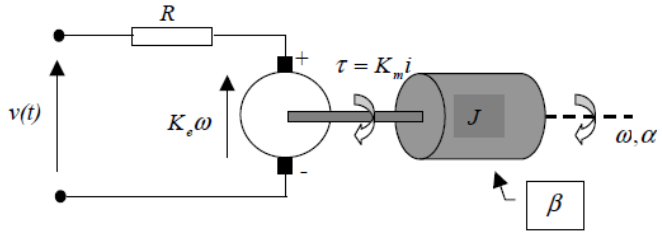


Fig.2. Parameters of the model

The dynamics of the system is described by the following two equations:

$$v(t) = Ri(t) + K_e\omega(t) \tag{1}$$

$$J\dot{\omega}(t) = K_m i(t) - \beta\omega(t) \tag{2}$$

where $v(t)$ is the input voltage,

$i(t)$ is the current,

$\omega(t)$ is the rotor angular velocity,

R is the resistance of the motor coil,

J is the inertial moment of all the rotating parts,

β is the viscous friction damping coefficient,

$K_m i(t)$ is the electromagnetic torque,

$K_e\omega(t)$ is the EMF of the motor coil.

If the electrical (1) and mechanical (2) equations are combined, the following differential equation (3) is obtained:

$$T_s\dot{\omega}(t) = -\omega(t) + K_{sm}v(t) \tag{3}$$

where $T_s = \dfrac{RJ}{\beta R + K_e K_m}$, $K_{sm} = \dfrac{}{\beta R + K_e K_m}$

This model is linear, because the dead zone element is not included in it and some

nonlinear friction effects are neglected. So, the two following transfer functions (4) describe the system:

$$W_{v\to\omega}(s)=\frac{\omega(s)}{v(s)}=\frac{K_{sm}}{T_s s+1}, \tag{4}$$
$$W_{v\to\alpha}(s)=\frac{\alpha(s)}{v(s)}=\frac{K_{sm}}{s(T_s s+1)}$$

From (4) the state-space model (5) of the system can be obtained as follows:

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{1}{T_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \frac{K_s}{T_s}\end{bmatrix}u \tag{5}$$
$$y=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}$$

Two models with uncertainty are elaborated for the purposes of μ synthesis in MATLAB:

a) Model with an structured uncertainty, in which K_s is a parameter with uncertainty with nominal value 186 rad/(s*V) and uncertainty interval [166, 206] and T_s is a parameter with uncertainty with nominal value 1.04 s and uncertainty interval [0.84, 1.24]. This model has been denoted as G_{1m};

b) For different values of the parameters bode plots are obtained. The maximal interval between the corresponding gain frequency responses is represented with an unstructured uncertainty with maximal relative error $W_{mult}(\omega)=\begin{bmatrix}W_{mult1} & 0\\ 0 & W_{mult2}\end{bmatrix}$ and uncertain dynamics parameter $\Delta_{mult}=\begin{bmatrix}\Delta_{mult1} & 0\\ 0 & \Delta_{mult2}\end{bmatrix}$, introduced as an output multiplicative uncertainty of G_{1m} according to the following notation (6):

$$G_{1nm} = (I + W_{mult}\,\Delta_{mult})\,G_{1m} \tag{6}$$

The estimates of the maximal multiplicative errors are as follows:

$$W_{mult1}=\frac{0.245s+0.0372}{s+0.39},\ W_{mult2}=\frac{0.462s+0.114}{s+0.924}.$$

Fig.3 represents the Bode plot for G_{1m} for 20 arbitrary realizations of the uncertainty parameters. The corresponding figure for G_{1nm} has nearly the same appearance and is not shown.

4. Synthesis of μ regulator - filters

For the two models listed above, a μ regulator has been synthesized, according to the standard scheme in Fig.4.

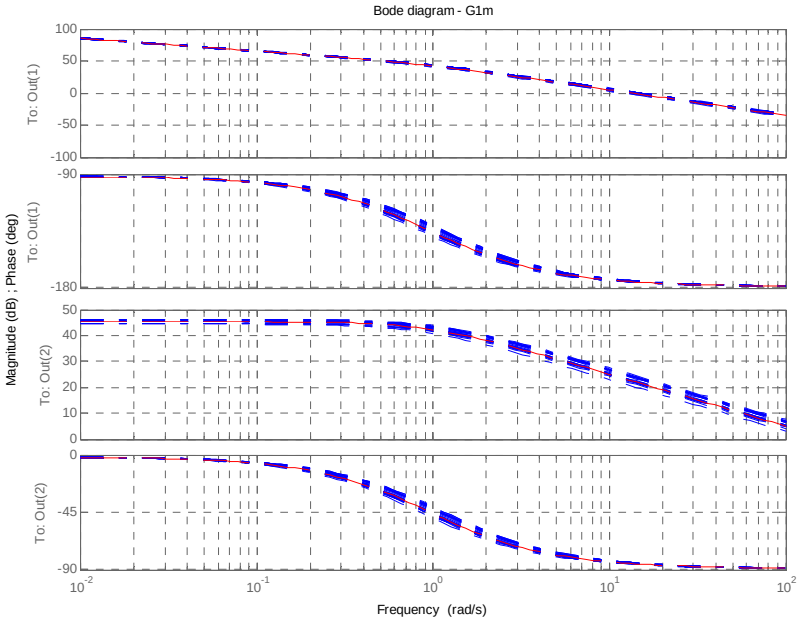


Fig.3. Bode plot of 20 arbitrary realizations of G_{1m}

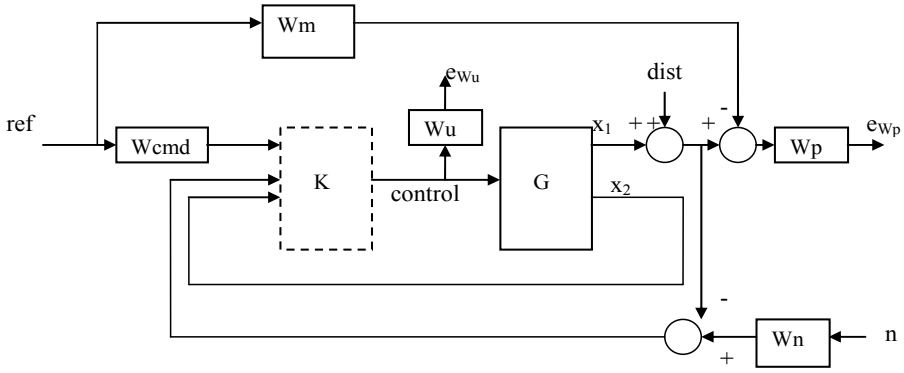


Fig.4. Scheme with filters for μ synthesis

The following filters are used: $W_{cmd}=1$ is a reference shaping filter; $W_m=\dfrac{225}{s^2+21s+225}$ is a reference model; $W_u=\dfrac{0.1s+1}{0.04s+1}$ penalizes the control signal; $W_p=\dfrac{5s+50}{10s+1}$ is a quality filter; $W_n=\dfrac{0.001s}{s+1}$ is a noise model.

5. Synthesis of μ regulator Kd_{1m} for the G_{1m} model

The synthesis has been realized for the discretized with T_s=0.002 s model with *structured* uncertainty G_{1m}. The regulator reaches robust stability with maximal value of the μ norm 0.22 (Fig. 5). The system does not achieve robust quality - maximal value of the μ norm is 2.53 in the very low frequencies (Fig. 6), therefore low quality can be expected mainly for the steady state regime ; it can be shown that relaxing the quality filter W_p coefficient K leads to satisfying this requirement. Corresponding μ norms are shown in Figs.6 and 7, respectively:

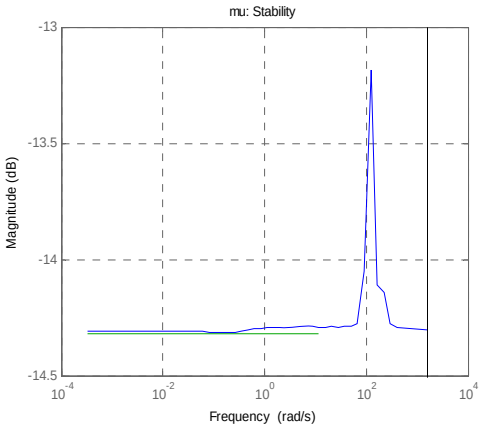


Fig.5. μ stability for G_{1m} with Kd_{1m}

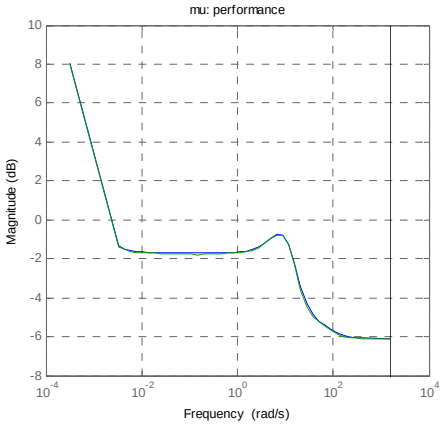


Fig.6. μ performance for G_{1m} with Kd_{1m}

Transient responses for set point 1 rad/s angular velocity for 20 arbitrary realizations of the parameter *m* in the linear uncertain model are shown in Fig.7. On the left is the reaction to the reference, on the right – to the disturbance.

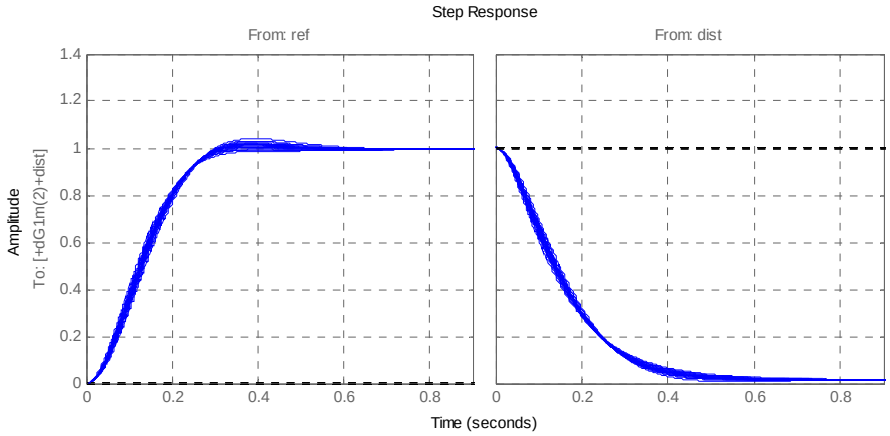


Fig.7. Step response for 20 realizations of K_s and T_s

6. Synthesis of μ regulator Kd_{1nm} for the G_{1nm} model

The synthesis is made for the discretized with T_s=0.002 s model with *unstructured* uncertainty G_{1nm}. The system reaches robust stability with maximal value of μ norm 0.021 (Fig.8) and robust quality with max. value of the μ norm 0.74 (Fig.9):

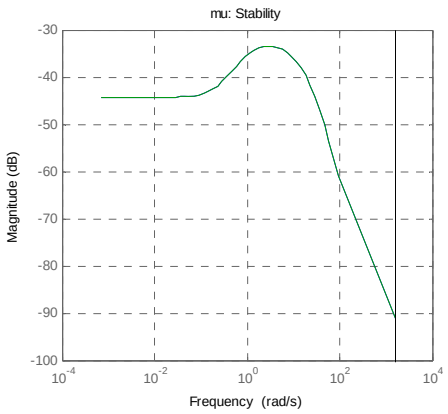


Fig.8. μ stability for G_{1nm} with Kd_{1nm}

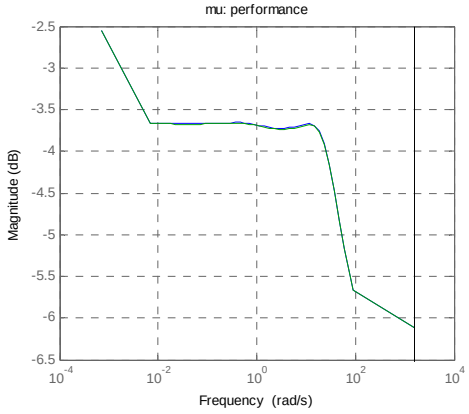


Fig.9. μ performance for G_{1nm} with Kd_{1nm}

7. Tests with the real object

One of the experiments with the real object for controlling the velocity is shown on the Fig.10.

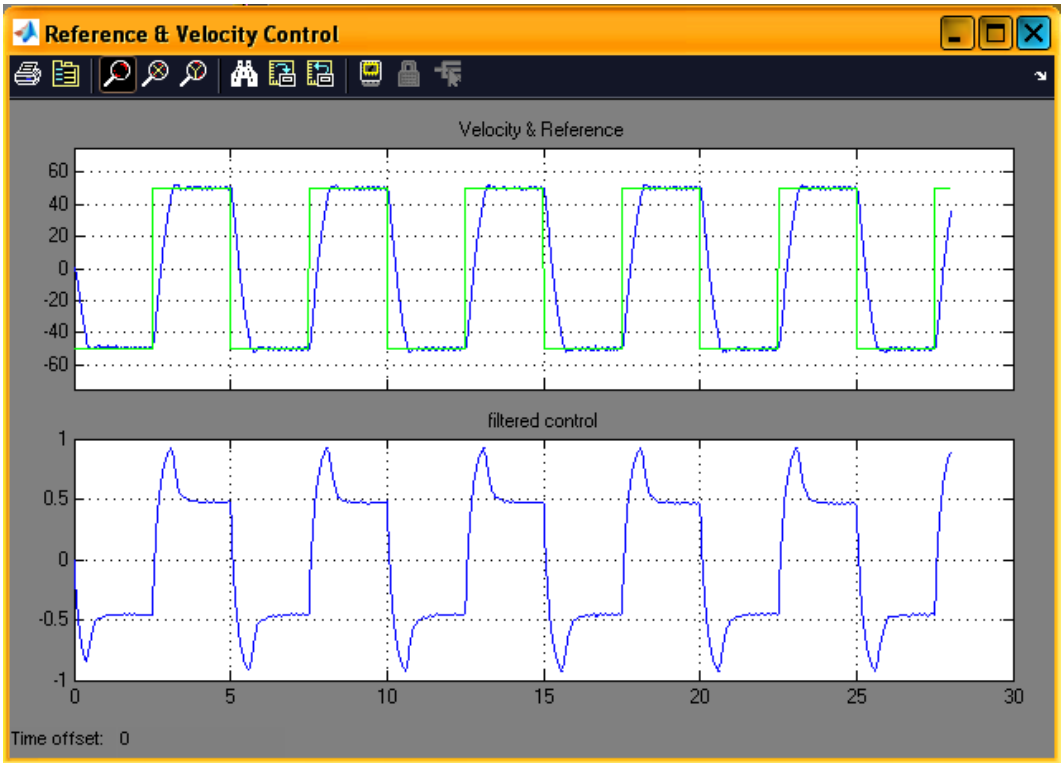


Fig.10. Reference of the object is a square signal

9. Conclusion

The method gives operable regulators, as can be seen from the experiments with the real object. The order of the controllers is not very high as for a μ controller – it has 7 states in both cases, but can be reduced (for Kd_{1nm}, which achieves robust quality) to order of 5.

The laboratory stand itself is easy to work with, mechanically robust and useful in the process of teaching control theory.

REFERENCES

[1] K. Zhou, J.C. Doyle, and K. Glover (1995) ***Robust and Optimal Control***, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1995

[2] (2006) ***Magnetic Levitation System 2EM - User's Manual***, InTeCo Ltd

Author: Asparuh Markovski, Assistant Prof. at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics, Technical University - Sofia, E-mail address: *agm@tu-sofia.bg*

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD Alexandar Ichtev

ПОДХОД НА ПРОГРАМНАТА ГЕНЕРАЦИЯ ПРИ СЪЗДАВАНЕ НА ПОЛУ-НАТУРНИ СИМУЛАТОРИ

Емануил Марков

Резюме: *Изискванията към управление на производството нарастват от традиционните централизирани подходи, където взетите решения се разпространяват йерархично, към по-сложни разпределени архитектури за управление включващи автономни обекти и процеси. Сложността на разпределените архитектури изисква модулност и преизползваемост в процеса на моделиране, а дискретно-събитийната симулация е добър инструмент за оценяване на избраната архитектура. Статията описва подход за реализиране на полу-натурни симулатори за разпределени системи за управление посредством специализиран програмен генератор. При този подход в симулатора се включва и самата индустриална управляваща система.*

Ключови думи: *симулация на процеси, програмна генерация, управление в реално време, моделиране на процеси, валидация на моделите, симулация на разпределени системи*

PROGRAM GENERATION APPROACH FOR CREATION OF SEMI-NATURE SIMULATORS

Emanuil Markov

Abstract: *The requirements towards the industrial control systems are ever-increasing. The traditional centralized approaches with hierarchical propagation of the control decisions, move to more complex distributed control architectures including autonomous objects and processes. The complexity of the distributed architectures requires modularity and reusability in the modelling process and a discrete-event simulation is a good tool for testing and evaluating the chosen control architecture. This paper describes an approach for implementation of distributed system simulator including the actual control system (semi-nature simulator). For building the simulator is used the program generation approach, which grants the modularity and reusability needed for building such systems.*

Keywords*: process simulation, program generation, real-time control; process modelling, model validation, distributed system simulation*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Към момента има множество големи производствени мощности, които са напълно автоматизирани. В повечето случаи архитектурата на управлението им е разпределена между множество компютри, намиращи се на различни места, в отделени сгради, в някой случаи дори в други градове. Дори системи, намиращи се само в една сграда, често имат разпределена архитектура. Типичен пример за такива системи са гъвкавите производствени системи (Flexible Manufacturing systems – FMS). Тяхното управление се изпълнява на различни, независими компютри. Те разчитат на изградена между тях мрежа, по която да комуникират и да координират изпълнението на задачите. Изграждането на симулатор за такива системи е изключително трудно, като трудността нараства експоненциално с нарастването на броя слоеве в управленската йерархия и броя независими модули. Например при система със 7 нива на подчиненост на разпределените контролери, трудността на изграждането на модел може да бъде до 50 пъти по-голяма от изграждането на управлението на системата [1] .

В статията се разгледа подход за вграждане на индустриалната система за управление в симулатор. При този подход характеристиките на съвременните системи за управление дават добри възможности за изграждане на такъв тип симулатор. Основните характеристики, които улесняват интеграцията на системата за управление със симулатор са:

- Разширени комуникационни възможности – OPC (Ole for Process Controls) протокола де-факто се е превърнал в стандарт [2].
- Системите за управление се предлагат в комплект със софтуер за симулация директно от производителя.
- Цените на оборудването намаляват с течение на времето и съответно цената на изграждането на полу-натурен симулатор намалява.

В секция 2 са разгледани основните варианти на вграждане на система за управление в симулатор. В секция 3 са разгледани основните характеристики на симулаторите. В секция 4 са разгледани основните правила при изграждането на симулатор. В секция 5 е разгледан вариант за реализация на симулатор реализиран с програмен генератор. Заключението (секция 6) описва основните ползи от прилагането на описания подход.

2. Системи за управление и симулатори

Включването на системата за управление в симулатор може да бъде извършено по няколко различни начина. В повечето случаи системата за управление се включва в симулатора, за да може да се предостави потребителски интерфейс, който е същият както на реалната инсталация, която се симулира. По този начин освен за валидация на изграденото управление, симулаторът може да бъде използван и като тренажор за операторите. Този подход е широко използван, особено в случаи, когато процесът, който трябва да се контролира е сложен, а човешката намеса може да бъде критична. Такива симулатори са разпространени в енергетиката [3][4], химическата промишленост [5], авиацията [6] и др. Ако

целта на симулатора е да се анализира реакцията на системата за управление, нейната интеграция със симулатора може да бъде още по-пълна.

Системата за управление (в зависимост от целта на симулацията се включват различни компоненти от нея) е основна част от симулатора. Моделите на физическите процеси в инсталацията, измерващите инструменти и изпълнителни механизми съставят модула за симулация на процеса. Когато симулаторът е предназначен за тренажор, интерфейсът за работа с потребителя (human-machine interface - HMI) бива включен като част от системата. Когато симулатора трябва да анализира поведението на системата за управление, той подава предварително подготвени поредици от команди вместо оператора.

Табл.1. Основни характеристики на различните видове симулатори

характеристика	**емулатор**	**частична симулация**	**пълна симулация**	**виртуална симулация**
директно използване на управляващите алгоритми	не	не	да	да
директно използване на операторския интерфейс	не	да	да	да
поддръжка на функциите за управление на разпределени системи	не	не	да	да
нужда от хардуер	не	операторски интерфейс	операторски интерфейс и контролери	операторски интерфейс (при нужда)
скорост на симулацията спрямо реалното време за протичане на процеса	възможно е да е по-бърза	възможно е да е по-бърза	симулацията протича със скоростта на реалния процес	възможно е да е по-бърза
начална цена на оборудването за изграждане на симулатора	ниска	средна	висока	средна
цена за поддръжка на оборудването	ниска	средна	висока	средна
цена за поддръжка и обновяване на симулатора	висока	средна	ниска	ниска

Към момента няма стандартен критерии за разграничаване на различните видове симулации. Все пак най-широко разпространените термини са:

- Емулатор (emulation) – в него системата за управление не е включена и също бива симулирана;
- Частична симулация (partial simulation) – в нея е включен реално само операторския интерфейс;
- Пълна симулация (full simulation) – В този случай системата за управление е включена в симулатора по същият начин както в реална инсталация;
- Виртуална симулация (virtual simulation) – вместо реалната система за управление се използват инструментите за симулация предоставени от разработчика ѝ.

В табл.1 са описани основните характеристики на различните видове симулатори [7].

3. Основни функции на симулаторите

Целите, за които ще се използва симулатора, имат основно влияние върху функционалността, която той трябва да поддържа. Основните функционални характеристики на симулаторите са следните:

- Спиране на симулацията (режим на пауза). Това е режим, необходим във всички видове симулатори. Сериозно предимство е възможността вътрешните променливи на симулатора да бъдат наблюдавани в момента на спиране, както и да се определи предварително в кои моменти симулацията трябва да спре (breakpoint);
- Запазване и зареждане на текущото състояние и началните условия. В някои случай е важно при достигане на определено състояние от системата това състояние да бъде запазено за последващ анализ. Също така за анализ на гранични ситуации е полезно в симулатора да поддържа зареждане на предварително зададено състояние. За да може това да се осъществява лесно за потребителя на симулатора, променливите на симулатора трябва да се съхраняват в стандартен удобен за четене формат;
- Работа със забавено или ускорено темпо спрямо скоростта на реалния процес. Тази функционалност е важна за изследване на процеси, които в реалната инсталация протичат за твърде дълго време или твърде бързо. При тази ситуация включването на реалната система за управление в симулатора може да се окаже проблем, тъй като е възможно тя да не е пригодена да работи „твърде бързо“ или “твърде бавно“;
- Генериране на невалидни условия, аларми, повреди. Симулирането на невалидни, гранични и аварийни ситуации е много важно, когато симулаторът се ползва като тренажор. Тъй като съвременните системи за управление са много устойчиви (имат много дълги периоди между отказите) неправилна работа в реалните инсталации се случва много рядко. Поради това не е лесно в реални условия да се проведе обучение на операторите за реакция при проблем, а подобни знания са мно-

го полезни за предотвратяването на по-сериозни аварии в случай, че все пак такъв възникне. От гледна точка на допускането на отказ на системата за управление, тя може да бъде опростена, като се премахнат дублиращите звена на системата, включени в симулатора (ако има такива).

4. Основни насоки при разработката на симулатори, включващи системата за управление

Основните стъпки при изграждане на симулатор интегриращ в себе си системата за управление са:

- Дефиниране на функционалността на симулатора (може да има елементи от системата, които се считат за не-критични и съответно да бъдат изпуснати с цел опростяване на симулатора);
- Анализ на компонентите на системата за управление. Най-важната част е да се дефинира кои входове и изходи на системата (дискретни, аналогови, комуникационни) ще бъдат свързани към симулатора. Важно за функционалността на симулатора е да се поддържа възможност за спиране и възстановяване на симулацията, запазване на състоянието на симулатора и системата за управление, възстановяване на предварително запазено състояние, еднакво време за реакция на симулатора и на реалната инсталация, адекватно поведение на управляващата система при работа в забавен или ускорен режим на симулация;
- Потребителски интерфейс на системата. Когато симулаторът трябва да се използва като тренажор, най-важно за него е потребителския интерфейс да бъде еднакъв както при работа със симулатора, така и със системата за управление. Когато симулаторът се използва за валидация на устойчивостта на системата при неправилна работа от страна на оператора, трябва да се направи симулация (редица от симулации) на поведението на оператора и да се подават съответните задания към системата за управление;
- Реализиране на симулационната процедура. Верификация на резултатите от работата на симулатора. Методите за верификация и валидация на симулационни модели са описани подробно в [10]. Важно е да се провери симулационната програма за грешки, като се направи проверка на междинните резултати от симулатора на ръка или чрез проследяване на състоянието на работните променливи от историческите записи. Предимство е, ако симулатора поддържа анимиране на работните променливи (анимация на движещи се обекти, рисуване на графики);
- Валидация, че получените от симулатора резултати отговарят на резултатите, които биха били получени в реалната инсталация. В повечето случаи при изграждането на симулатор, който включва системата за управление е възможно да се проследят и входовете и изходите на управлявания обект и да се запишат стойностите на междинните променливи. Данните от симулатора трябва да се съпоставят с данните от реалния обект.

5. Симулатор на разпределена система за управление, базиран на програмен генератор

От изложеното в секция 2 се вижда, че разработката на симулатор, включващ разпределена система за управление, може да бъде много трудоемко и в някои случаи нерентабилно. За преодоляване на този проблем се търсят методи за разработка на симулатори, базирани на модулен принцип и преизползваемост на вече направените модели. Подходът на програмната генерация е изключително подходящ за целта поради възможността моделите за симулация да се изграждат от модули, които са предварително изпитани и с доказана работоспособност, като само се конфигурират връзките между тях, поредността на изпълнението им и автоматните модели на всеки един от възлите в разпределената система. Архитектурата на описаният в статията програмен генератор е описана подробно в [11]. В този текст ще бъдат разгледани възможностите на генератора за създаване на симулации на разпределени системи, включващи системата за управление. Реализация на централизирана система за управление посредством програмният генератор е описана в [12].

Самият програмен генератор се изпълнява на PC с Windows. След създаването на конфигурацията се създават файлове със стандартизиран формат, описващи поведението на всеки един възел, неговите входове и изходи, дискретно събитийния модел и модела на аналоговата част. За реализирането на управляващите алгоритми се използва графично представяне, което улеснява работата на инженерите. Графичният интерфейс наподобява работата с други графични среди за генерация на системи за управление и симулации, като езика FBD по стандарт IEC 61131 и Matlab Simulink. Всеки възел от разпределената система за управление се представя като функционален блок. Функционалният блок е изграден от следните компоненти:

- Скаларни или векторни входове и изходи. В това описание влизат както дискретните и аналоговите входове и изходи, така и комуникационните връзки на функционалния блок с други функционални блокове, с интелигентни изпълнителни устройства или с интелигентни измерващи устройства;
- Структура на данните съдържаща параметрите на всеки един от модулите изграждащи функционалния блок, както вътрешните работни променливи;
- Функционално описание на реализирания модела (модели).

Описанието на функционалния блок е базирано на формален модел, включващ както реактивното, така и трансформационното поведение. Реализацията на модела е базирана на модифициран автомат на Мур, даващ различни възможности за обработка на сигналите:

- Реактивният аспект на поведението на функционалния блок е описан посредством граф на преходите (State Transition Graph). В един функционален блок може да се включи и повече от един граф на преходите (моделиращи процеси, които се изпълняват псевдо-паралелно в един и

същи възел). Описание на моделирането на такъв тип поведение с граф на преходите е дадено в [13];

- Трансформационното поведение е описано посредством сигнален граф (Signal Flow Graph [14]). Сигналния граф се използва за да се моделира основно непрекъснатата част на модела, да се обслужват физическите входове и изходи на възела и комуникационните драйвери, да се изчислят предикатите определящи поведението на възела.

Генерираната конфигурация на функционалния блок се изпълнява от реалновремеви интерпретатор, реализиран на C. Всеки от функционалните модули, съставящи сигналните графи, представлява C функция, която има стандартизиран вход и изход. Връзките между данните и реда на изпълнение на функциите са описани посредством връзките на сигналния граф. В интерпретатора има реализирани широк набор от комуникационни протоколи, както и поддръжка на връзка с OPC сървър, което дава възможност за интегриране на почти всички налични на пазара индустриални управляващи системи. Самият интерпретатор може да се изпълнява на PC с Windows, индустриални системи базирани на Windows CE (Siemens, Beckhoff) или еднoплаткови 16- и 32-битови системи за вграждане с разнообразни архитектури както на процесорите, така и периферията.

Всеки функционален блок се изпълнява от отделна инстанция на интерпретатора. Това дава възможност да се опрости хардуерната структура на симулатора (съответно цената на необходимото оборудване), когато изискванията към времето за изпълнение и реакция на функционалния блок позволяват, като се изпълняват няколко функционални блока, върху една физическа система.

Комуникацията между функционалните блокове може да става по специализиран протокол върху TCP/IP, когато системата върху която се изпълнява интерпретатора има възможност за такава комуникация (Windows базирана). Когато интерпретатора се изпълнява върху вградена система е възможно да се използва протокол MODBUS RTU или комуникация през CAN мрежа.

Почти при всяко изграждане на нов симулатор възниква нуждата от разработката на функционални модули със специфично поведение, което е уникално за модела на конкретната инсталация. Стандартизираният формат на C функциите на интерпретатора предполага спазването на определен шаблон при разработката на нови функции. Следването на шаблона намалява вероятността от допускането на програмни грешки и дава възможност за лесен анализ на кода. Също така за новите функции може да се реализира автоматизиран тест, като се създаде конфигурация на симулатора подаваща нормални, гранични и грешни стойности към новите модули и валидираща работата им в голямо количество различни ситуации.

6. Заключение

В статията е описан алгоритъм за разработка на симулатор за вградена система и разработен софтуерен инструмент с възможности за изграждане на симулатори на разпределени обекти. Използването на стандартизирани модули нама-

лява драстично времето за разработка на нови симулатори, като с течение на времето библиотеката на програмния генератор се обогатява и всяка следваща реализация е улеснена в сравнение с предходните. Също така разработени вече модели могат лесно да се пренасят между различни конфигурации, което допълнително съкращава времето за разработка на нов симулатор. Възможностите за изпълняване на реално времевия интерпретатор върху различни платформи, осигуряват възможност да се изграждат ценово ефективни симулатори включващи широк набор от системи за управление.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Fernando G. Gonzalez, ***Real-Time Simulation and Control of Large Scale Distributed Discrete Event Systems***, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, March 19-22, 2013

[2] ***Using standard components in automation industry: A study on OPC Specification***, Original Research Article Computer Standards & Interfaces, Volume 28, Issue 4, April 2006, Pages 386-395

[3] ***Use of control room simulators for training of nuclear power plant personnel***, IAEA, Vienna, 2004 ISBN

[4] ***Fossil fuel power plant simulators-functional requirements***. ANSI/ISA 72.20 (1993).

[5] B. Drozdowicz, R. Quirós, A. Schiliuk, R. Cerro, ***The structure of a real time dynamic simulator for training***, Computers in Industry,Volume 8, Issue 1, February 1987

[6] ***Civil Full Flight Simulator Census***, CAT (magazine). 2009,http://halldale.com/magazines/cat/issues/cat-42010

[7] Thayer, T., Smith, K., and Brownlee, B., ***Trends in control system vendor solutions for simulator applications,*** SimSci-Esscor, ABB (2004)

[8] ***Nuclear power plant simulators for use in operator training.*** ANSI/ANS 3.5-(1998)

[9] Jack P.C. Kleijnen, ***Verification and validation of simulation models***, European Journal of Operational Research 82 (1995) 145-162

[10] Fernando G. Gonzalez, ***Simulation of Distributed Systems***, DASD‘03

[11] Emanuil Markov, Ivan Evg. Ivanov, Vesselin Gueorguiev, ***A Program Generator Architecture***, DESE 2011, Dubai, UAE, December 2011

[12] Nikolay Baldzhiev, Velizar Bodurski, V. Gueorguiev, I. E. Ivanov, ***Implementation of Objects Simulators and Validators using Program Generation Approach***, DESE 2011, Dubai, UAE, December 2011

[13] David Harel, ***Statescahrts: A visual formalism for complex systems***, Science of Computer Programming 8 (1987) 231-274

[14] Krishna M. Kavi, Bill P. Buckles, ***A Formal Definition of Data Flow Graph Models,*** IEEE Transactions on computers. vol. C-35, No. 11, November, 1986

Автор: Емануил Марков, асистент, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *markov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Георги Ружеков

ZETA АЛГЕБРА: ОПТИМИЗИРАНЕ НА ВГРАДЕНИТЕ КОМПЮТРИ ЗА РАБОТА В РЕАЛНО ВРЕМЕ И НИСКА КОНСУМАЦИЯ

Здравко Каракехайов

Резюме: *В работата се разглеждат оптимални скорости за изпълнение на програмите от вградените компютри при едновременно изпълнение на изискванията за работа в реално време и минимален разход на енергия. Използвани са четири изчислителни модела. Алгебрата на енергията ZETA показва седем оптимални скорости за изпълнение на програмите.*

Ключови думи: *вградени системи, системи за реално време, управление на консумацията, управление на тактовата честота*

ZETA ALGEBRA: WHERE EMBEDDED COMPUTING REAL-TIME AND LOW-POWER MEET

Zdravko Karakehayov

Abstract: *This paper investigates energy models to outline the ZETA algebra application space. Four computational models are in focus: single clock rate, two clock rates, single task loop and constant time for peripherals. ZETA provides seven optimal execution rates. In the rest five cases the ZETA algebra indicates the best end point.*

Keywords: *embedded systems; real-time systems, power management; dynamic frequency scaling*

1. Introduction

Dynamic power management (DPM) is a design methodology that dynamically reconfigures the system's resources to provide the requested services with a minimum amount of energy. DPM is employed to minimize the number of active components such as processors and peripherals, and to select energy efficient execution rates for their operation. The combination of reaction to physical environment and execution on a physical platform outlines the limitations behind the execution speed. Hardware platforms utilize embedded processors and microcontrollers. Thus, there are two essential methods for DPM: variable architecture and variable execution rate. Under the first method, system components are stopped when not in use. This approach can be applied to any component including the CPU. We assume that the system is in a power-saving mode when the CPU is stopped. Since power consumption is closely related to the execution speed and the workload is changed, it is possible to minimize energy given the current timing demand. The execution rate is controlled via the clock fre-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

quency - dynamic frequency scaling (DFS). The supply voltage may follow the variations of the clock frequency - dynamic voltage scaling (DVS).

2. Related work

The research in the field of power management can be classified according to the modeling assumptions. The first set of considerations revolves around the selection of the energy model. For CMOS logic, supply currents scale linearly with the clock frequency. At the gate level the reduction of the clock frequency does not change the switching activity and the energy remains unchanged [1]. If this result is conveyed to system level [1], DFS will bring no energy efficiency. However, along with the leakage currents, there are currents drawn from system's components which do not scale with the clock frequency.

DFS and DVS under unrestricted energy models are discussed in [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8]. An energy model which assumes a constant current in the power-saving mode is used for DFS in [9]. A concept, called critical power slope, is introduced to explain why for a benchmark program is energy efficient to run only at the highest frequency on one CPU and at the lowest frequency on another processor [9]. Optimal values for the clock rate are found in [2, 5, 6]. The energy models employed in [2, 5, 6, 7, 8] assume that the clock frequency can continuously vary between 0 and a maximum speed. Discrete operating points underlie the DFS discussed in [4]. Runtime computational models are in focus in [8]. The mathematical framework **ZETA** and accompanying tools were gradually developed in [2, 5, 6, 8]. **ZETA** utilizes computational and energy models to provide proofs for optimal execution rates. In this paper we investigate the application space of different **ZETA**'s proofs.

3. Execution rate model

The system functionality is partitioned into tasks. Each task can be assigned an individual clock frequency. Fig. 1 shows a sequence of four tasks and their execution rates. As soon as a task workload has been processed, the CPU is switched off. Embedded peripherals are switched on and off at the beginning and the end of each task. Immediately before the power-saving periods the clock frequency either remains unchanged or is set according to the peripherals requirements.

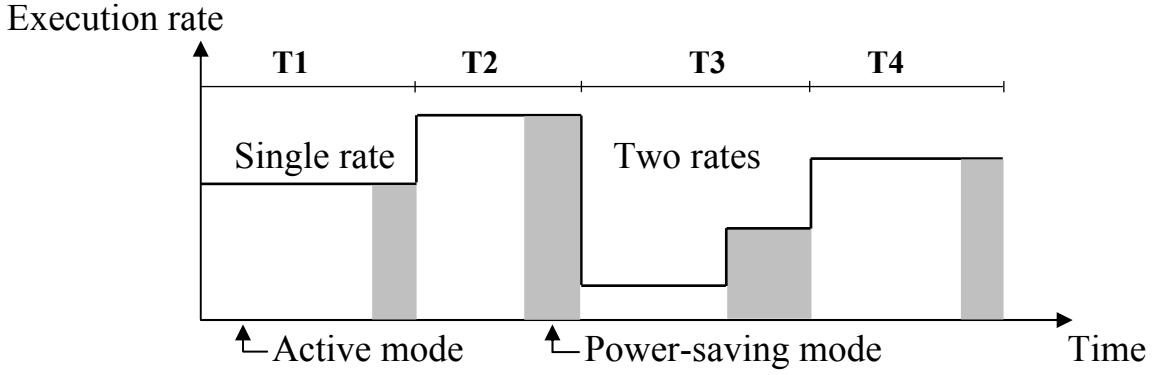


Fig.1. Different tasks are run at different rates

4. Energy model

Fig.2 shows how the supply current in active mode $I_{DD,ACT}$ and the supply current in power-saving mode $I_{DD,PS}$ scale with the clock frequency f. The supply current values are equal to the average currents per task. The clock rate can vary between the upper limit of the target, f_{MAX}, and f_{MIN}, which makes execution time equal to the deadline requirement.

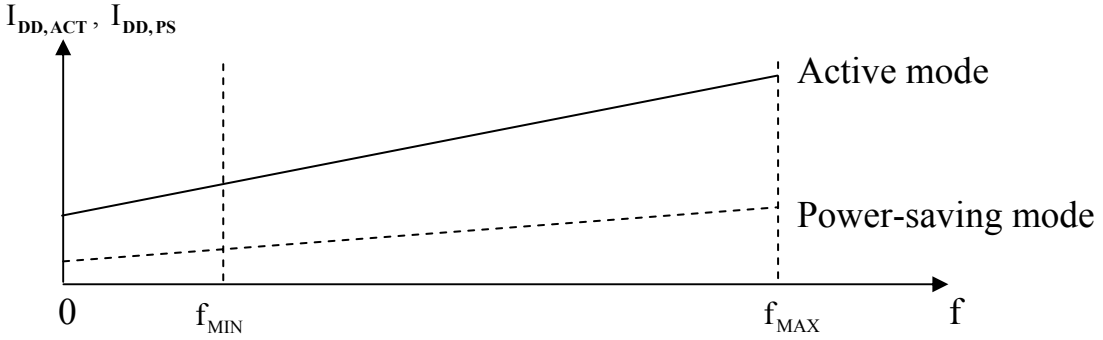


Fig.2. Power consumption

The clock frequency consumption current relationship is expressed by the empirical equations (1) and (2). The parameters k_{ACT}, n_{ACT}, k_{PS} and n_{PS} are constants for a certain value of the supply voltage. Also, these parameters will vary from task to task and can be obtained via power analysis: simulations or physical measurements.

$$I_{DD,ACT} = k_{ACT} f + n_{ACT} \quad (1)$$

$$I_{DD,PS} = k_{PS} f + n_{PS} \quad (2)$$

5. Single task computational model

When the T_i task is mapped to the N_j hardware block, the task execution time would be N_{ij} clock cycles. Also, the task's model is characterized by a deadline, T_{DLi}, and a period, T_{Pi}. The deadline is the time when all computation must finish. The period is the interval between two consecutive executions. When the processor completes the task ahead of the deadline, it enters a power-saving mode. Fig. 3 shows the timing for the single task model. The period accommodates the execution time, T_{ACTi}, and the power-saving period, T_{PSi}.

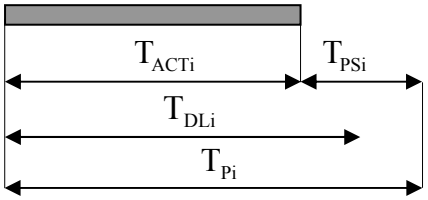


Fig.3. Single task computational model.

5.1. Single clock rate

Assume all changes related to the architecture are performed at the beginning and the end of each task. Also, the clock rate can be changed only at the beginning of the task.

Theorem 1. Let under the single task computational model and

$$n_{ACT} > n_{PS} \quad (3)$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} deadline and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}]$. If

$$T_{DLi} \geq (N_{ij} k_{PS} T_{Pi} (n_{ACT} - n_{PS})^{-1})^{1/2} \quad (4)$$

the energy per period has a minimum for

$$f = ((n_{ACT} - n_{PS})/k_{PS})^{1/2} (N_{ij}/T_{Pi})^{1/2} \quad (5)\square$$

Theorem 2. Let under the single task model and

$$n_{ACT} \leq n_{PS} \quad (6)$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} deadline and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval $[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}]$. If

$$T_{DLi} \geq N_{ij}/f_{MAX} \quad (7)\square$$

the energy per period has the smallest value for

$$f = N_{ij}/T_{DLi} \quad (8)\square$$

Fig.4 shows the energy model at the switching point between Theorem 1 and Theorem 2. The application space is unrolled by sliding the lines. The optimal values for the clock rate are marked by " ".○

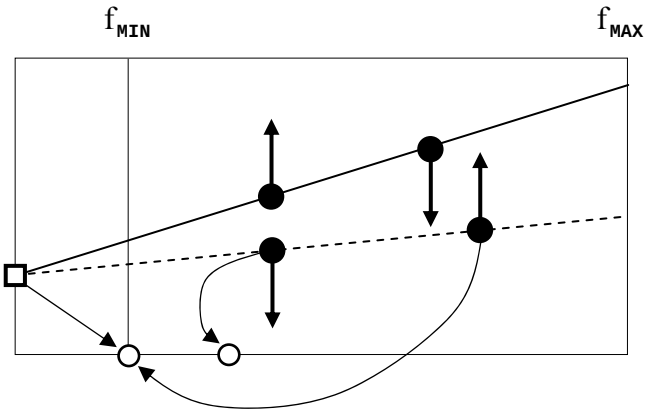


Fig.4. The energy model at the switching point between Theorem 1 and Theorem 2

5.2. Two clock rates

Theorem 3. Let under the single task model and

$$n_{ACT} > k_{PS} f_{PS} + n_{PS} \quad (9)\square$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} deadline, T_{Pi} period of execution and f_{PS} clock frequency in the power saving mode. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$T_{DLi} \geq N_{ij}/f_{MAX} \quad (10)$$

the energy per period has the smallest value for the f_{MAX} end point.

Theorem 4. Let under the single task model and

$$n_{ACT} \leq k_{PS} f_{PS} + n_{PS} \quad (11)$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} deadline, T_{Pi} period of execution and f_{PS} clock frequency in the power saving mode. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$T_{DLi} \geq N_{ij}/f_{MAX} \quad (12)$$

the energy per period has the smallest value for

$$f = N_{ij}/T_{DLi} \quad (13)$$

Fig.5 shows the energy model at the switching point between Theorem 3 and Theorem 4.

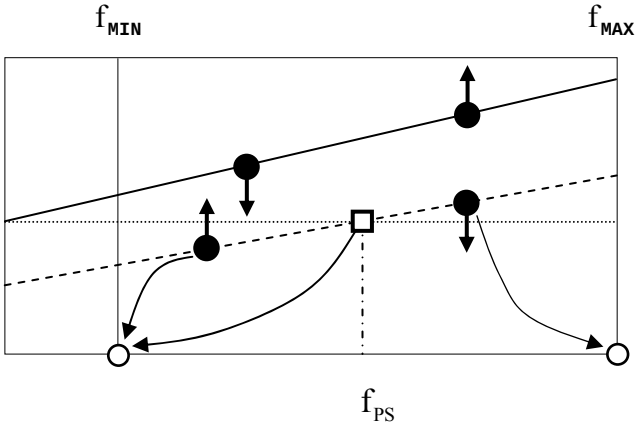


Fig.5. The energy model at the switching point between Theorem 3 and Theorem 4

5.3. Single task loop

A new computational model, Fig. 6, assumes the period to begin with a power saving phase. The period goes on with $n_{LOOP} \geq 2$ executions of the task. While the deadline T_{DLi} applies for the first instance of execution, the following deadlines are shifted by equal lengths of time, ΔT_{DLi}.

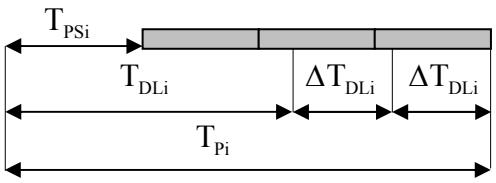


Fig.6. Single task loop computational model

Theorem 5. Let under the single task loop model and

$$n_{LOOP} n_{ACT} > n_{PS} \quad (14)$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} and ΔT_{DLi} deadlines, n_{LOOP} iterations and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$T_{DLi} + (n_{LOOP} - 1)\Delta)_{DLi} \geq n_{LOOP} N_{ij} / (((n_{LOOP} n_{ACT} - n_{PS})/k_{PS})^{1/2} (N_{ij}/T_{Pi})^{1/2}) \quad (15)$$

the energy per period has a minimum for

$$f = ((n_{LOOP} n_{ACT} - n_{PS}) / k_{PS})^{1/2} (N_{ij}/T_{Pi})^{1/2} \quad (16)$$

Theorem 6. Let under the single task loop computational model and

$$n_{LOOP} n_{ACT} \leq n_{PS} \quad (17)$$

the task has a workload of N_{ij} clock cycles, T_{DLi} and ΔT_{DLi} deadlines, n_{LOOP} iterations and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[N_{ij}/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$n_{LOOP} N_{ij} / (T_{DLi} + (n_{LOOP} - 1)\Delta T_{DLi}) \leq f_{MAX} \quad (18)$$

the energy per period has a minimum for

$$f = n_{LOOP} N_{ij} / (T_{DLi} + (n_{LOOP} - 1)\Delta T_{DLi}) \quad (19)$$

Fig.7 shows the energy model at the switching point between Theorem 5 and Theorem 6.

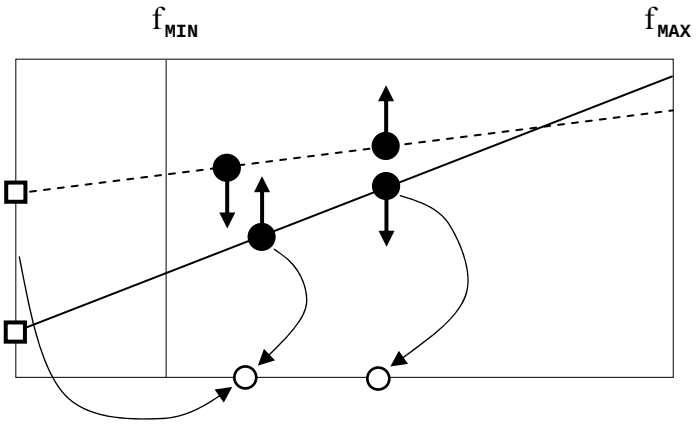


Fig.7. The energy model at the switching point between Theorem 5 and Theorem 6

5.4. Constant time for peripherals

Under this computational model the number of clock periods can be broken down into a constant part, N_{CPU}, and a variable part, fT_{PER} Consequently, the required time T_{PER} remains constant.

Theorem 7. Let under the single task model and

$$n_{ACT} > n_{PS} \quad (20)$$

the task has a workload of N_{CPUij} clock cycles, T_{DLi} deadline and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[(N_{CPUij} + f_{MIN}T_{PER})/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$T_{DLi} \geq N_{CPUij}((k_{ACT}T_{PER} + k_{PS}(T_{Pi} - T_{PER}))/(N_{CPUij}(n_{ACT} - n_{PS})))^{1/2} + T_{PER} \quad (21)$$

the energy per period has a minimum for

$$f = ((N_{CPUij}(n_{ACT} - n_{PS}))/(k_{ACT}T_{PER} + k_{PS}(T_{Pi} - T_{PER})))^{1/2} \quad (22)$$

Theorem 8. Let under the single task model and

$$n_{ACT} \leq n_{PS} \quad (23)$$

the task has a workload of N_{CPUij} clock cycles, T_{DLi} deadline and T_{Pi} period of execution. The energy per period is defined on the closed interval for the clock frequency $\left[(N_{CPUij} + f_{MIN}T_{PER})/T_{DLi}, f_{MAX}\right]$. If

$$T_{DLi} \geq (N_{CPUij} + fT_{PER})/f_{MAX} \quad (24)$$

the energy per period has the smallest value for

$$f = N_{CPUij}/(T_{DLi} - T_{PER}) \quad (25)$$

Fig.8. shows the energy model at the switching point between Theorem 7 and Theorem 8.

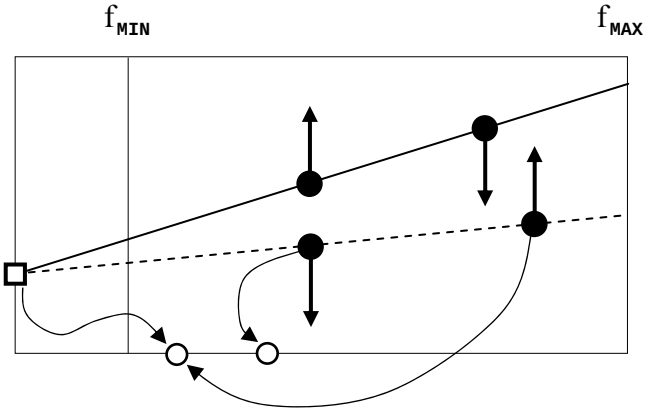


Fig.8. The energy model at the switching point between Theorem 7 and Theorem 8

Conclusion

This paper investigates energy models to outline the **ZETA** algebra application space. Four computational models are in focus: single clock rate, two clock rates, single task loop and constant time for peripherals. **ZETA** provides seven optimal execution rates. In the rest five cases the **ZETA** algebra indicates the best end point.

REFERENCES

[1] M. Schmitz, B. Al-Hashimi, and P. Eles, System-Level Design Techniques for Energy-Efficient Embedded Systems, Kluwer, 2004.

[2] Z. Karakehayov, and Ludmila Karakehayova, "Embedded systems clock optimization for low power", Proceedings ELECTRONICS'99 International Conference, Sozopol, 1999, pp. 11-15.

[3] K. Choi, W. Lee, R. Soma, and M. Pedram, "Dynamic voltage and frequency scaling under a precise energy model considering variable and fixed components of the system power dissipation", ICCAD, 2004, pp. 29-34.

[4] E. Bini, G. Buttazzo, and G. Lipari, “Speed modulation in energy-aware real-time systems”, In Proceedings of the 17th Euromicro Conference on Real-Time Systems, 2005, pp. 3–10.

[5] Z. Karakehayov, “Dynamic clock scaling for energy-aware embedded systems”, In Proceedings of the IEEE Fourth International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, Dortmund, Germany, September, 2007, pp. 96–99.

[6] Z. Karakehayov and Y. Guo, “Parallel embedded systems: where real-time and low-power meet”, In Proceedings 21st International Conference on Parallel and Distributed Computing and Communication Systems, 2008, New Orleans, USA, pp. 177–182.

[7] S. Cho, and R. Melhem, "On the interplay of parallelization, program performance, and energy consumption", IEEE Transactions on parallel and distributed systems, vol. 21, No. 3, March 2010, pp. 342-353.

[8] Z. Karakehayov and E. Vassev, "Energy efficiency with runtime models for energy-aware embedded systems". Proceedings of the 34th annual IEEE Software Engineering Workshop (SEW34), Limerick, Ireland, June, 2011, pp. 106-111.

[9] A. Miyoshi, C. Lefurgy, E. C. Hensbergen, R. Rajamony, and R. Rajkumar, “Critical power slope: understanding the runtime effects of frequency scaling”, In Proceedings of the 16th international conference on Supercomputing, 2002, pp. 35–44.

Автор: Здравко Каракехайов, проф. д.т.н., департамент „Информатика”, НБУ, E-mail address: *zgk@nbu.bg*

Постъпила на 04.05.2014 **Рецензент** доц. д-р И. Е. Иванов

ОТНОСНО ЕДИН ПОДХОД ЗА ПОВИШАВАНЕ НА НАДЕЖДНОСТТА НА СОФТУЕРА ЗА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Веселин Евгениев Георгиев

Резюме: *Тази статия има за задача да изложи изводи и заключения, резултат обобщения на възникнали проблеми при реализацията на големи проекти за дизайн, разработка, внедряване и поддръжка на разпределени системи, работещи в реално време, анализи на някои причини за поява на откази, пробиви и неправилно функциониране, както и препоръки за елиминиране на тези проблеми.*

Ключови думи: *анализ на грешки, дизайн на система за откази, отказоустойчивост.*

AN APPROACH FOR INCREASING DEPENDABILITY AND SECURITY OF COMPUTER CONTROL SYSTEMS SOFTWARE

Vesselin Evgueniev Gueorguiev

Abstract: *The stable tendency in IT world of movement from desktop applications to service-based solutions and widespread use of mobile and embedded devices changed forever the focus of IT scenarios and requirements. Multiple project problems and discussions conclude to the idea that many problems result from unbalance between technologies and their implementation. This paper is oriented to the problem of non-consistent error announcing, misunderstanding and the inadequate error handling strategies for sensitive applications leading to general system's faults and possibilities to validate and make robust the most important system elements.*

Keywords: *multiplatform services, dependability, real-time control, validation, code quality, static analysis*

1. Въведение

Когато се прави анализ на множеството публикации на тема надеждност в програмни системи за управление, ясно се вижда, че едни от основните причини за проблеми и/или провалите в/на различни проекти могат да се групират по следния начин:

- Резултат на избраната теория/технология/архитектура;
  - Лошо (неправилно) избрано решение за поставените изисквания (requirements) и съществуващите ограничения (constraints) - това е

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

грешка на системния или софтуерния инженер в процеса на проектиране на системата;
    - Наличие на съществени генетични грешки в самото решение – това е грешка на research-екипа, разработил дадената теория/технология/архитектура;

- Резултат на реализацията на избраната теория/технология/архитектура
    - Програмни грешки – това са множеството стандартни програмни грешки (напр. buffer overflow);
    - Грешки от неправилна реализиране на междуелементната сигнализация (функции/модули/подсистеми), отразяващи начина на извършване на поставените задачи – това са всички грешки поради неправилно отношение към проблема “говорене - чуваемост”.

Другият извод, който следва от анализите на публикациите, сочи че основните усилия са насочени към измислянето на нови решения и към анализа на съществуващите решения като основа за създаването на нови. Най-общо това може да се обобщи като разработване на нови решения като единствена алтернатива на проблема с пропуските в съществуващите вече решения. Естествено, ако има формален модел, който да показва генетично заложени грешки, или трябва да се решават задачи, чиито изисквания и ограничения не могат да се покрият от съществуващите решения, това е единствения правилен начин. Анализът показва, че много по-често откритите пропуски са резултат от натрупани данни от експлоатацията на дадено решение, а не на формално доказателство за грешка. Тогава, необходимо ли е да се разработват нови решения, единствено и само твърдо вярвайки, че при тяхната реализация няма да се повторят старите реализационни грешки. Не е ли по-добре да се обърне внимание на факта, че при проблеми в реализацията, а не в идеята, е по-добре да се прилагат методи и технологии за подобряване реализация, т.е. за съществено намаляване на този вид пропуски. За съжаление, най-често тази гледна точка се отхвърля и затова непрекъснато се обсъждат все по-нови решения, които да запушат пропуските във вече съществуващите, но които (както е практиката) създават нови пропуски, тема на обсъждане в нова група публикации [1].

Натрупаният опит от началото на ерата на персоналните компютри показва, че няма средно голяма програма, която да може да се изчисти само чрез тестване и обикновен дебъг (debug). Практиката също така е доказала, че ако се спазват като задължителни определена група правила при реализация, то количеството на грешките, които трябва да се локализират чрез debug е на порядъци по-малко. Това е позволило на компютърните специалисти в множество отрасли, където грешките в компютърната част могат да причинят физически наранявания и дори смърт, съществено да подобрят сигурността и надеждността на разработките.

Повече от двадесет години група изследователи от ТУ София работи в областта на вградените и на разпределените системи, системите за реално време, както и разработката на системен софтуер и системи за управление и мониторинг. Ко-

гато преди десет години започна да се оформя направлението на разработки на сървисните приложения и базирани на тях разпределени системи за управление, тази група започна да прилага опита си в разработката и стабилизацията на приложения и към тези архитектури. Опитът в тази насока съществено се повиши през последните години, когато групата участва в няколко научни и промишлени проекта като група за валидация, верификация и определяне на надеждността на разработваните приложения, технологии и архитектури.

Тази статия има за задача да изложи част от моите изводи и заключения, резултат от тези работата в тези проекти, по отношение на някои причини за поява на пробиви и неправилно функциониране. Това позволява да се предложат съвети и добри практики как да се извършва разработването, така че да се минимизира появата на тези проблеми.

2. Необходимостта от проектиране на единна концепция за система от кодове за неочаквани ситуации и грешки при създаване на дизайн от високо ниво

Една от причините, които непрекъснато се дискутират като основа на проблемите на системите с повишена надеждност/отказоустойчивост е факта, че най-често това са дейности, които се проектират и добавят едва на втори или по-късен етап на разработка на системата. Подобно е и отношението към сигурността. Независимо от това може да се каже, че все пак заради отказоустойчивост и сигурност се правят проектни изменения, даже и да са на по-късен етап. Не такова е обаче отношението към разработването на единна концепция за система от кодове, връщани от елементите на разработваното приложение (функции/модули/подсистеми). На този проблем дотолкова не се обръща внимание в последните години, че много от програмистите, с които сме го дискутирали, смятат усилията в тази насока за ненужни. Като основен довод за това си убеждение, те посочват факта, че всеки програмист още от началното си образование в областта научава, че функциите могат и трябва да връщат резултат, за да може той да се обработва от другите функции.[6]

Действителността е по-различна: колкото е вероятността човек, който може да напише програма от 500 реда да създаде програма от 50000 реда, толкова е и вероятността всеки програмист да може ad-hoc да проектира правилно системата от кодове за грешки и особени ситуации за една средно голяма система. Основният проблем, както се оказа при нашите изследвания, не е дали той ще може правилно да подбере кодовите полета, а дали ще може да разбере колко и с какви характеристики кодови полета му трябват. Цялата сложност в този процес се дължи на необходимостта да се предвидят какви ще са вътрешните и външните събития (hardware, software, users), които могат да се появят, как те ще повлияят и какво системата трябва да предприеме в този случай. Създаването на концепцията за error handling не е работа на конкретния програмист, той трябва да е част от проекта на системата [3][5].

Опитът на автора по различни проекти показва, че оценката за проекта и неговите проблеми, породени на недалновидност в тази насока на проектирането, може да се направи в три основни направления: опасност на системата за потребителите [2]; преход от research-проект към промишлена реализация; доколко проекта може да се стабилизира и има ли потенциал да се добави нова функционалност [4].

2.1. Опасността за физическото и/или социалното състояние на потребителя

Вероятността за неадекватното поведение на системата често е резултат не само на стандартни програмни грешки, но и на неадекватното поведение поради непознаването на точното текущо състояние. Причината за това е неконсистентността и/или непълнотата на системата от връщани кодове, което води до неадекватен анализ или неправилно поведение на настъпило събитие. За съжаление, все по-често срещано явление е реакцията на възникнало събитие да се свежда до използване на системна функция от вида *panic()* или *exit()*, т.е. блокиране на системата или до директно приключване на работата ѝ. Ако това е приемливо донякъде за приложения като игри за малки деца (независимо че много често те са източник на сериозен плач), то за системни приложения е напълно неприемливо. Например, как ли би се почувствал човек, на когото се блокира бордовия компютър на колата, защото не може да се пусне компактдиска с музиката (точно този тип грешка с това устройство в последните десет години многократно е било решавана чрез функцията *panic()* на системи, базирани на Linux или Unix-подобни) .

В системите за управление този вид решения отдавна са забранени, защото създават директна опасност за здравето и живота на потребителите. Дългогодишните работи по много различни по структура и характер проекти позволяват да се направи изводът, че такова трябва да бъде и отношението към всички приложения от по-високо ниво, независимо че все още те не влияят пряко върху физическото състояние на потребителите (поне огромното болшинство от тях). Причината за това е появата на много важното понятие „социална смърт“ на потребителя.

2.2. Възможността за пренос на разработките на research-групите в промишлеността

Липсата на единна концепция за система от идентификация на ситуации в програмите е една от причините, които водят до разминаване между изпитанията на новосъздадени технологии/архитектури/методи в условията на лабораторно приложение и след реализацията за нуждите на промишлена система. Причината за това се корени в начина на работа в лабораторна обстановка (така характерен за университетски групи) в момента на създаване и първоначално изследване на едно ново решение.

Основната задача на една изследователска група от този вид е да се провери дали идеята е работоспособна (дали е „добра“), т.е. дали няма генетично заложени грешки. След това се провеждат нови и най-често частични изследвания за основните характеристики. Този подход обаче крие в себе си един много сериозен недостатък – изпитанията и измерванията се извършват в стерилни условия спрямо реалната промишлена среда. За пример ще се използва изпитанието на нова архитектура за SCADA система, реализирана чрез сървиси, при което към SCADA сървърът от сравнително висок клас се включват всички компютри на лабораторията (10-15 броя) и екипът играе ролята на потребители (всеки човек се превключвал към различна функция на SCADA системата). Заключението е за изключително бърза работа с висока надеждност. Промишлената експлоатация след това потвърди опасенията, че лабораторният тест е бил много далече от действителността и получените метрики не отговарят на реалното поведение.

Проведеният анализ на причините за това позволиха да се установи, че основната разлика е в нивото на имплементация на система от контролни кодове и тяхното обработване, т.е. заложената система е била напълно достатъчна за лабораторни нужди, още повече че слабото натоварване и мощния сървър не са позволявали да се получат ситуации по отказ на ресурси, несправяне със задачите в определен диапазон от време (нямало е bottle-neck) и други ефекти от натовареност на ресурсите. Когато тези допълнителни кодове и тяхната обработка бяха добавени, метриките тотално се измениха.

Базирайки се на този си опит, в последващи проекти специално бе изследвано поведението на research-групите по отношение на създаването на единна концепция за връщаните кодове за грешки и неочаквани ситуации. Двете най-често разпространени между research-групите практики са следните:

- Възникването на всякаква ситуация, различна от базовата, се счита за грешка на използването на новото решение и затова се завършва работата с *panic(),exit()* или друга подобна функция на използваната операционна система (и такава за реално време). Опитите за преминаване към промишлени приложения в този случай е свързано с проектиране на цялостна система по обработка на отказите, нещо което често се смята за икономически неефективно, т.е. разработеното решение си остава само за лабораторни изпитания.

- Разработена е цялостна концепция за контролните кодове и особените ситуации, много от елементите на системата (особено на ниските нива на йерархията) връщат тези кодове, но елементите от по-горните нива не извършват анализ на тези кодове, т.е. няма система за реагиране. При преминаване към промишлено приложение тези точки пораждат т.нар. ‘*unsafety places’*, т.е. потенциални места за пробив. Отстраняването на *unsafety places* не винаги е възможно на този етап на проекта, особено когато на код от 300000 реда съществуват 5-6000 такива точки.

2.3. Възможността за стабилизация и разширяване на функционалността на разработките

Избраната концепция за проектиране и реализация на система от контролни кодове и степента на тяхната обработка оказва силно влияние на възможността за стабилизация на разработката за промишлено приложение. Както беше отбелязано по-горе, система с 5000-6000 потенциални дефекти *(в литературата за този вид дефекти се използва английският термин unsafety places)* много трудно може да се стабилизира, защото всяко място води до промяна на свързаните с него елементи. При такива големи количества промени се получава една непрекъсната разпространяваща се във всички посоки вълна. И колкото и да е странно, това решение често води до по-лош краен резултат спрямо предходния случай.

Опитът показва, че единствената надежда при такъв начин на работа е използването на компонентен подход, т.е. локализирането в един или два компонента на необходимите промени, а не в цялата система.

Подобни са и проблемите при изследване на възможностите за добавяне на функционалност, напр. обхващане на нови платформи. Ако системата от кодове не е предварително планирана, а е разработвана ad-hoc, винаги се стига до състоянието за една и съща извършена работа, с еднакъв резултат и при едни и същи условия, в дадена точка да се върнат два принципно различни кода, само защото платформите са различни. Причините да се случват тези неща са следните:

- При развитие в посока на нови платформи и/или периферия, неизползването на компонентния подход води до нуждата от запазване на структурата на ниво функция, т.е. запазване на интерфейса на ниво функция. Това рядко е напълно възможно, т.е. пораждат се случаи, при които за различните платформи една и съща функция има различен брой параметри, а често и различна подредба. Като резултат – има реакция и уведомяване от „едни и същи“ функции, което на някое от нивата на интеграция води до конфликти и различна интерпретация на едно и също състояние. И докато за 2 или 3 платформи това все още може да се избегне (не че е лесно), то за всички случаи на повече от 4 платформи (версии на ARM, x86, 16-битови и други индустриални архитектури) резултатът е еднозначен;

- При разширяване на обхвата на проекта и/или при по-продължителни проекти се проявява и проблемът от добавянето/смяната на хора от екипа. В този случай, при липса на единна система, т.е. при ad-hoc подход към контрола за особени ситуации, всеки програмист внася своята гледна точка. Тъй-като тази гледна точка зависи пряко от стереотипа на работа на дадения програмист, то не е изненадващ факта, че в един конкретен проект бяха установени над десет различни системи за контролни кодове.

- При нуждата от добавяне на възможност за самотестване и самонастройка, най-често се оказва, че когато има нарастване на системите (scalability problem) даже и при по-слабо разработена система от връщани кодове, може да се постигне стабилизация на приложенията. Не така обаче стои въпросът при намаляване на системните ресурси (деградация на системата). В този случай липсата на добре премислена предварително система от връщани кодове, които да обхващат тези ситуации, винаги води до ненадежност на системата. При индустриални системи изискването както за постепенна деградация, така и възможност за реализация на версии с намалена производителност са реалност и демонстрират много висока степен на откази.

3. Някои съображения за избор на конвенция за система от кодове за особени ситуации и контрол на вътрешното поведение

За съжаление в последните години все по-широко се разпространява мнението, че трябва да се правят проверки само за най-често срещаните или на най-важните за проекта особени ситуации.

Това мнение дотолкова се е разпространило, че на една конференция тази година специално се отбеляза изключително интересния и полезен опит на колеги, които учат студентите да не проверяват за много типове специални случаи тъй като проектът беше базиран на обектен подход, то се дискутираха за изследване максимум 4-5 exceptions), защото иначе безсмислено се увеличавал обемът на програмата и се забавяло нейното разработване.

Опитът показва, че това е един дълбоко погрешен подход и затова, при разработване на концепция за единна система от кодове, би трябвало да се отчитат няколко специфични положения:

1. Един от най-сериозните проблеми в последните години е неразбирането на проблема кога един код е грешен и кога е нестабилен. Грешен код е този, за който е доказано (формално или практически), че предизвиква неправилно функциониране на системата при ситуация, която ще се появи в процеса на използване на програмата или системата. За разлика от това нестабилният код е само възможно място за грешка, но изобщо не е сигурно, че ще се реализира сценарий, при които да се превърне в грешка. Пример за това е функция, която извършва правилно изчисления само за числа в зададен диапазон (в противен случай може да се получи препълване) - тя е само нестабилно място, защото ако се осигури тя да не получава числа извън диапазона, никога няма да се генерира грешка.

2. При разработка на концепция за система от особени ситуации трябва задължително да се отчита факта, че ресурсите на системата са крайно множество, т.е. те имат свойството да свършват. За съжаление често чуваната реплика ‘Как така може да свърши ?! Никога не ми се е случвало това !’

не е довод и трябва задължително да се предвидят кодове, които да могат да съобщават за възникнала такава ситуация, т.е. системата да работи при ограничение на някой ресурс. Включването на нови типове ресурси в съвременните системи за управление като мрежови интерфейси, реални и виртуални дискове и пр. премества проблема с особените ситуации от неправилна връзка с обекта за управление към типичните за общото програмиране грешки.

Най-типичният пример за такъв проблем е отношението на програмистите към „нишки и процеси“ и паметта. Колкото и да е странно, но през последните пет години, ако се съди по грешките в реализациите, има устойчива тенденция на увеличаването на броя на разработчиците, които смятат че не може да се случи да поискат създаването на нишка/процес и системата да не може да не ги създаде. Поради това, ако това се случи (системните функции задължително връщат такава информация), единствената предприета реакция е *panic()*. Опитът от работата по стабилизация на такива проекти показва, че при добра система за контрол на особени ситуации и тяхното обработване, даже и на слаби като мощност и ресурсоснабденост платформи (по сегашните критерии), могат да се създадат много сериозни приложения, работещи надеждно в реално време.

3. Трябва да се предвидят специални съобщения за случаите на начална инициализация на ресурс, особено ако е хардуер. Проблемите за проектите в този случай произтичат от разпространеното разбиране „Ако знам, че го има в компютъра и ако имам работеща програма за инициализация на това устройство, няма начин да не мога да го инициализирам и от системата”. За съжаление това не отчита влиянието, което използваният начин на инициализация на устройството може да окаже влияние върху процеса на инициализация на друго устройство – проблем, който е ежедневие на работещите в областта на вградените системи и/или системите за управление.

4. Много разпространено мнение е и това, че ако инициализацията е минала правилно, то много малко вероятно е устройството да не работи след това както се очаква. Поради това много рядко се прилагат анализи на връщани кодове за грешки за такива устройства, като лидер в това отношение са проверките за запис, например във файлове. В този случай единствената проверка е дали правилно се отваря файла, а след това се приема, че всичко подадено за запис, задължително се записва или съответно, се чете.

5. Много често избраната система от кодове не позволява да се определи дали устройството може да се използва в частична функционалност и дали изобщо не може да се използва. Това се получава в случаите на периферни устройства или подсистеми, в които всяка отделна подсистема се инициализира.

6. Трябва да съществуват кодове за анализ на процеса на освобождаване на ресурси и на изключването на устройства от системата. Отхвърлянето на вероятността за незавършване на действието, независимо от дългогодишния опит с различни USB устройства.

4. Заключение

Бъдещите десет-двадесет години принадлежат на разпределените системи, работещи в реално време, мобилните приложения и други сървисни приложения от този клас. Това задължително ще постави въпроса за отговорността на разработчиците за социалното и физическо здраве на потребителите.

Един от подходите за повишаване на тези надеждност е и този за създаване на единна система за контрол на особените ситуации и приложението ѝ, независимо от сериозното усложняване както на процеса на проектиране, така и на самата реализация.

Такава система обаче позволява (допълнена с използването на статични и динамични анализатори) сериозно да се намалят неустойчивите места в системата, а оттам – и възможността за възникване на откази в реално време.

Литература

1. Chmielewski M., N. Clift , S. Fonrobert and T. Ostwald, “Find and Fix Vulnerabilities Before Your Application Ships”, *http://msdn.microsoft.com/en-us/magazine/cc163312.aspx*
2. Thompson H., “The Seven Deadly Myths of Software Security”, *http://www.coverity.com/html/user_registration.php?doc=Coverity_Seven_Deadly_Myths.pdf*
3. *http://codequality.searchsoftwarequality.com/kw;Code+Reviews/quality-content.htm*
4. *http://www.fortify.com/vulncat/en/vulncat/CQ.html*
5. *http://www.computerweekly.com/Articles/2008/03/17/229883/seven-categories-of-software-security-flaws.htm*
6. *http://www.computerweekly.com/Articles/2006/01/06/218675/owasp-guide-to-building-secure-web-applications-and-web-services-chapter-15-error-handling.htm*
7. *http://www.bitpipe.com/tlist/Error-Handling.html*
8. *http://www.pcmag.com/encyclopedia_term/0,2542,t=error+handling&i=42731,00.asp#*
9. Nayak A. “Productivity Improvement In Sw Industry” *http://www.slideshare.net/amit1nayak/Productivity-improvement-in-sw-industry*
10. *http://www.misra.org.uk/*

Автор: Веселин Георгиев, гл. ас. д-р , катедра „ПКТ“, Технически Университет - София, E-mail address: *veg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Цоньо Славов

ОПТИМИЗАЦИЯ НА ФОРМАТА НА СИГНАЛА ЗА ОТСТРАНЯВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС ПРИ ПРЕДАВАНЕТО МУ

Галина Чернева

Резюме: *При предаване на дискретни сигнали възниква преходен процес на изхода на канала, който намалява скоростта на предаване на информацията. Вследствие на преходния процес всеки предаван символ оказва влияние на следващия и изменя формата му. Целта на статията е да обоснове и предложи подход за оптимизация формата на сигнала така, че при предаването му през линеен канал, на изхода да не възниква преходен процес.*

Ключови думи: *дискретни сигнали, междусимволни изкривявания, преходен процес, линеен канал*

OPTIMIZATION OF SIGNAL FORM FOR ELIMINATION THE TRANSITION PROCESS BY THE TRANSMISSION

Galina Cherneva

Abstract: *At transmitting of digital signals arise transition process of the channel output, which to reduce the speed of transmission of the information. As a result of the transition process each transmitted symbol influences on the next symbol and changes its shape. The paper presents the optimization of the transmitted signal form in a linear channel for elimination the transition process of the channel output.*

Keywords: *digital signals, distortions between symbols, transition process, linear channel*

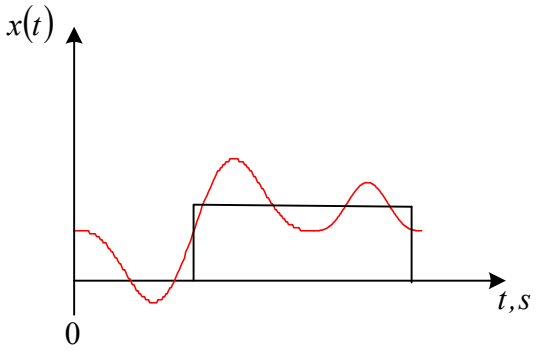
1. Въведение в проблема

Анализът на работата на радиокомуникационните системи (РКС) показва, че реалната информационна ефективност на канала за връзка съществено се различава от теоретичната, определена с теоремата на Шенън [1]. Един от факторите, които намаляват скоростта на предаване и оказват влияние върху достоверността на предаваната информация, са преходните процеси на изхода на канала. В резултат на тях се наблюдава припокриване на предавания символ със закъснели копия на предходни символи.

Една от причините за възникване на преходния процес е неравномерната амплитудно-честотна характеристика (АЧХ) на канала за връзка. Поради неравномерната АЧХ различните спектрални съставящи на сигнала променят амплитудите си, което води до изкривяване формата на сигнала. Така изходният за канала сигнал достига до установената си стойност след известни колебания, както е показано на фиг.1

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829



Фиг.1

За повишаване ефективността и шумоустойчивостта на РКС в условия на междусимволни изкривявания се използват различни методи [2,3,4,5,6]. Прегледът на литературните източници показва [2,3,4], че съвременните методи не отчитат достатъчно пълно възможностите, свързани с оптималното формиране на сигнала в предавателя и съгласуването му с канала за връзка [7].

В настоящата работа се предлага подход за оптимизиране по енергиен критерий формата на сигнал, предаван по линеен канал за връзка, съобразно характеристиките на канала така, че да се елиминират преходните процеси при предаването му.

2. Дефиниране на оптимизационната задача

Оптимизационните задачи се решават с методите на функционалния анализ [8], като се дефинира функционал, описващ качествените критерии на оптимизация, и се търсят функциите, при които той има екстремум.

В случая оптимизационната задача се формулира по следния начин.

На входа на линеен канал (фиг.2) с импулсна характеристика $h(t)$, описан с уравнение от n-ти ред с постоянни коефициенти a_k, b_k $(k = 0...n)$, от вида:

$$a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + ... + a_0 x(t) = b_n \frac{d^m s(t)}{dt^m} + ... + b_0 s(t) \quad , \tag{1}$$

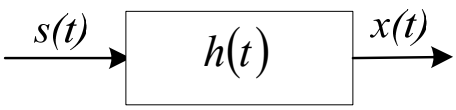
действа сигнал $s(t)$, $t \in [0,T]$.

Иска се: да се оптимизира формата на входния сигнал $s(t)$ така, че да се елиминира преходния процес на изхода на канала и изходният сигнал $x(t)$ да е с максимална енергия.

Общото решение на уравнение (1) е от вида [7]:

$$x(t) = x_{пр}(t) - x_{св}(t), \tag{2}$$

където $x_{пр}(t)$ е принудената съставка, а $x_{св}(t)$ е свободната съставка на решението.



Фиг. 2

Поради това, че входният сигнал $s(t)$ е зададен в краен интервал $[0,T]$, $x_{св}(t)$ има две компоненти:

- $x_{св_1}(t)$ (за $t \geq 0$) - свободните колебания на изхода на канала, създадени от предния фронт на сигнала $s(t)$, които се определят от начални условия за $t = 0$;

- $x_{св_2}(t)$ (за $t > T$) - свободните колебания на изхода на канала, създадени от задния фронт на сигнала $s(t)$, при начални условия за $t = T$.

За да няма преходен процес на изхода на канала, трябва да бъде изпълнено:

$$x_{св_1}(t) = 0 \text{ за } t \geq 0; \quad x_{св_2}(t) = 0 \text{ за } t > T. \tag{3}$$

Условия (3) ще се удовлетворят от тези сигнали $s(t)$, които в моменти $t = 0$ и $t = T$ създават такива начални условия, така че интеграционните константи в общото решение (2), определени чрез система от n на брой линейни уравнения са равни на нула, т.е.:

$$\left.\frac{d^k x(t)}{dt^k}\right|_{t=0} = 0, \qquad k = 0,(n-1). \tag{4}$$

Така чрез (4) се получава в явен вид функционална зависимост между характеристиките на канала и сигнала.

От друга страна изходният сигнал, определен чрез интеграла на Дюамел [7], е:

$$x(t) = \int_0^t h(\tau)s(t-\tau)d\tau \Bigg|_{0 \geq t \geq T} + \int_{t-T}^t h(\tau)s(t-\tau)d\tau \Bigg|_{t>T}. \tag{5}$$

Показателят, по който се оптимизира входния сигнал е енергиен. Следователно функционалът, чийто екстремум трябва той да удовлетворява, е свързан с енергията E_x на изходния за канала сигнал, т.е.

$$J = \lambda E_x^2 = \lambda \left[\int_0^T x^2(t)dt \right]^2 \rightarrow max. \tag{6}$$

където λ е положителна величина, отчитаща ограничената енергия E_s на входния сигнал

Функциите, които удовлетворяват едновременно (4) и (6) са решение на оптимизационната задача.

3. Решение на оптимизационната задача за сигнал, зададен в ред на Фурие

Входният сигнал може да е зададен в различен вид: чрез реда на Фурие, чрез спектралната си функция и т.н. Импулсната характеристика на канала също може да има различен израз в зависимост от вида на корените на характеристичното уравнение на (1).

Нека входният сигнал е зададен във вида:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{k} (a_i \cos \omega_i t + b_i \sin \omega_i t), \tag{7}$$

$$\omega_i = i\frac{2\pi}{T}, \; t \in [0,T].$$

При n на брой различни реални отрицателни корени ρ_j на характеристичното уравнение на (1) импулсната характеристика на канала се изразява като:

$$h(t) = \sum_{j=1}^{n} A_j e^{\rho_j t},\ t \geq 0, \tag{8}$$

където A_j са интеграционните константи, определени от j на брой начални условия.

Импулсна характеристика (8) е характеристика на нискочестотен филтър (НЧФ) от първи ред [1] във вида:

$$h_0(t) = \alpha . e^{-\alpha . t}\ , \tag{9}$$

където α характеризира затихването в канала.

Енергията на входния сигнал е

$$E_s = \int_0^T s^2(t)dt = a_0^2 T^2 + \sum_{i=1}^{k} \frac{1}{2} T\left(a_i^2 + b_i^2\right) = \sum_{i=0}^{k} E_i = const, \tag{10}$$

където E_i е енергия на i-та спектрална съставяща на сигнал (7).

Енергията на изходния сигнал може да се представи като:

$$E_x = \sum_{i=0}^{k} E_i K^2(\omega_i)\ , \tag{11}$$

където $K(\omega_i)$ е модулът на предавателната функция на разглеждания канал за връзка:

$$K(\omega) = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}}\ . \tag{12}$$

Тогава, съгласно (6), трябва да се намери

$$\max_{E_i} (\lambda E_x)^2 = \max_{E_i} \left(\sum_{i=0}^{k} \lambda E_i K^2(\omega_i) \right)^2 . \tag{13}$$

Съгласно неравенството на Шварц-Буняковски от теорията на функционалния анализ [8], може да се запише:

$$\left[\sum_{i=0}^{k} \lambda E_i K^2(\omega_i) \right]^2 \leq \sum_{i=0}^{k} (\lambda E_i)^2 \sum_{i=0}^{k} K^4(\omega_i). \tag{14}$$

Както се вижда, равенство между лявата и дясната част на израз (14) се получава, ако

$$\lambda E_i = K^2(\omega_i), \qquad i = 0...k\ , \tag{15}$$

от където следва, че

$$\lambda = \frac{1}{E_s} \sum_{i=0}^{k} K^2(\omega_i). \tag{16}$$

Следователно

$$E_i = \frac{E_s K^2(\omega_i)}{\sum_{i=0}^{k} K^2(\omega_i)} = E_{s0} K^2(\omega_i), \tag{17}$$

където е въведено:

$$E_{s0} = \frac{E_s}{\sum_{i=0}^{k} K^2(\omega_i)} \quad . \tag{18}$$

Уравнение (17) определя тези входни сигнали, които осигуряват максимална енергия на изхода на канал с предавателната функция $K(j\omega)$.

За най-простия случай на $k = 1$ в (8) условие (4) се свежда до:

$$\pm \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{E_s}{T} \frac{\left(\alpha^2 + \omega_1^2\right)}{\left(2\alpha^2 + \omega_1^2\right)}} + \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega_1^2} a_1 - \frac{\omega_1}{\alpha^2 + \omega_1^2} b_1 = 0 \ , \tag{19}$$

а условие (17) до

$$\frac{T}{2}\left(a_1^2 + b_1^2\right) = E_s \frac{\alpha^2}{2\alpha^2 + \omega_1^2} \quad . \tag{20}$$

Съвместното решение на уравнения (19) и (20) определят коефициентите в реда на Фурие на оптималния входен сигнал:

$$a_0 = \pm \sqrt{\frac{E_s}{T} \frac{1+p^2}{2+p^2}} \quad , \tag{21,а}$$

$$a_1 = \sqrt{\frac{E_s}{T} \frac{1+p^2}{2+p^2}} \left(\mp 1 \pm p \sqrt{\frac{2}{\left(1+p^2\right)^2} - 1} \right) , \tag{21,б}$$

$$b_1 = \sqrt{\frac{E_s}{T} \frac{1+p^2}{2+p^2}} \left(\pm p \pm \sqrt{\frac{2}{\left(1+p^2\right)^2} - 1} \right) , \tag{21,в}$$

където

$$p = \omega_1 / \alpha \quad . \tag{21,г}$$

От изрази (21,б) и (21,в) може да се изведе условието:

$$p \le \sqrt{\sqrt{2} - 1} \quad , \text{ респ. } \omega_1 \le \alpha \sqrt{\sqrt{2} - 1} \ . \tag{22}$$

Като се вземат предвид съотношенията [1]

$$\omega_1 = 2\pi / T \, , \; V = 1 / T \text{ и } \Delta F_{ef} = \alpha / 4 \, , \tag{23}$$

се вижда, че формата на оптималния сигнал е свързана със скоростта на предаване на информация V и с ефективната честотна лента на канала ΔF_{ef}.

Условие (22) и съотношения (23) определят най-голямата възможна скорост на предаване на оптималните сигнали с максимална енергия, при които не възниква преходен процес в разглеждания канал за връзка:

$$V_{max} = \frac{\alpha \sqrt{\sqrt{2} - 1}}{2\pi} \quad . \tag{24}$$

Въз основа на зависимости (21) и (22) оптималният по скорост на предаване и енергия сигнал (7), се записва окончателно във вида:

$$s(t)=\left[\pm 1\mp cos\left(\sqrt{\sqrt{2}-1}\right)\alpha t\pm\sqrt{\sqrt{2}-1}\,sin\left(\sqrt{\sqrt{2}-1}\right)\alpha t\right]\sqrt{\frac{E_s}{1+\frac{1}{\sqrt{2}}}}\,. \tag{25}$$

4. Енергийна ефективност на оптимизирания сигнал

За оценка на сигналите в енергийно отношение се използва коефициента [8], изразен като отношение на енергиите на изходния и входния сигнали, който в дадения случай, въз основа на (10), (11) и (17), се получава:

$$\eta^2=\frac{E_x}{E_s}=\frac{\sum\limits_{i=0}^{k}K^4(\omega_1)}{\sum\limits_{i=0}^{k}K^2(\omega_1)}=\frac{1+\frac{1}{\left(1+p^2\right)^2}}{1+\frac{1}{\left(1+p^2\right)}}\,. \tag{26}$$

Вижда се, че коефициентът η^2 зависи от продължителността на сигнала, респ. от скоростта на предаване V.

След известни преобразувания, израз (26) може да се представи във вида:

$$\eta^2=\frac{1+\frac{1}{\left[1+\left(\frac{\pi}{4}\xi\right)^2\right]^2}}{1+\frac{1}{1+\left(\frac{\pi}{4}\xi\right)^2}}\quad, \tag{27}$$

където [8] коефициентът

$$\xi=\frac{V}{\Delta F_{ef}} \tag{28}$$

оценява спектралната ефективност на канала за връзка.

Като се вземат предвид съотношения (23), (24) и (28), следва, че максималната стойност на коефициента ξ за разглеждания случай е:

$$\xi_{max}=\frac{2\sqrt{\sqrt{2}-1}}{\pi}=0{,}41\,.$$

На фиг.3 е построена графичната зависимост на $\eta^2=f(\xi)$ за оптимизирания сигнал (крива 1). Вижда се, увеличаването на скоростта води до естествено намаляване на енергията на изходния сигнал.

За сравнение е определен коефициента η^2 при предаване на дискретни сигнали във вид на правоъгълни импулси с продължителност *T*, амплитуда a_0 и енергия $E_{s1}=a_0^2T$ през същия канал за връзка.

Изходният сигнал в този случай е:

$$x_1(t)=a_0\alpha\int_0^t e^{-\alpha^{(t-\tau)}}d\tau=a_0\left(1-e^{-\alpha t}\right),\ t\in[0,T]. \tag{29}$$

Енергията на изходния сигнал се получава:

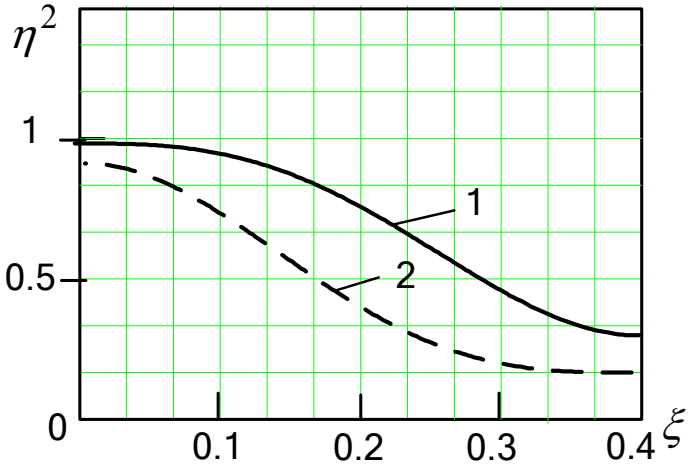
$$E_{x1} = \int_0^T x_1^2(t)dt = E_{s1}\left\{1 - \frac{1}{2\alpha T}\left[3 - e^{-\alpha T}\left(4 - e^{-\alpha T}\right)\right]\right\}, \qquad (30)$$

което, след известни преобразувания, се довежда до вида:

$$E_{x1} = E_{s1}\left\{1 - \frac{\xi}{8}\left[3 - e^{-\frac{4}{\xi}}\left(4 - e^{-\frac{4}{\xi}}\right)\right]\right\} \quad . \qquad (31)$$

Съгласно зависимост (31 е построена графиката $\eta^2 = \frac{E_{x1}}{E_{s1}} = f(\xi)$ - фиг.3, крива 2.

Сравнението на двете криви от фиг.3 показва, че при еднакви стойности на отношението $V/\Delta F_{ef}$, енергията на изходния сигнал, при входен във вид на правоъгълни импулси, е по-малка, в сравнение с тази на оптимизирания сигнал.



Фиг.3

5. Изводи

Предложеният в настоящата работа подход за оптимизиране формата на сигнал, предаван по линеен канал за връзка, цели осигуряване на максимална скорост на предаване при максимална енергия на изходния сигнал. Това се постига като се елиминира преходния процес на изхода на канала за връзка.

В резултат от изведените аналитични и графични зависимости и техния анализ се установява, че вследствие оптимизацията на сигнала по предложения алгоритъм, се увеличава енергийната ефективност при предаването. Както се вижда от фиг.3, при елиминиране на преходния процес, енергията на изходния сигнал е по-голяма.

Направените изследвания показват, че предложеният в настоящата работа подход за оптимизиране формата на входния сигнал е ефективно средство за намаляване на енергийните загуби и увеличаване на скоростта на предаване в линейни канали за връзка.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Андонов А., Г. Ненов. (2006), ***Комуникационни вериги и сигнали***. Учебник, ВТУ, 2006

[2] Скляр Бернард. (2003), ***Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение***, 2-е издание. Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003

[3] Маригодов В.К., Бабуров Э.Ф. (1985), ***Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предыскажением и корректированием сигналов***. М.: Радио и связь, 1985. 248 стр.

[4] Парамонов А.А. (1985), ***Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели.*** Зарубежная радиоэлектроника. 1985. № 9. стр.36-60

[5] Schidman D.A. (1987), ***A Generalized Nyguist Criterion and Optimum Linear Receiver for Pulse Modulation System***. BSTJ. -1987. Vol. 46, № 6. - p. 1121-1130.

[6] Чернева Г. (2007), ***Формиране и изследване на сигнали, съгласувани с комуникационни канали***. Автореферат на дисертация за придобиване на ОНС «доктор».2007

[7] Брандиски К., Ж. Георгиев, В. Младенов, Р. Станчева (2004), ***Теоретична електротехника***, ч. I I, София, 2004

[8] Канторович,Л.В. (2004**)**, ***Функциональный анализ.*** Изд. BHV. 2004

Автор: Галина Чернева, доц. д-р, катедра „Електротехника и физика”, ВТУ „Т. Каблешков”, E-mail address: *cherneva@vtu.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** доц. д-р Г. Ружеков

РОЛЯТА НА ИНЖЕНЕРИНГА НА ПОТРЕБИТЕЛСКИТЕ ИЗИСКВАНИЯТА ЗА СЪЗДАВАНЕТО НА УСПЕШЕН СОФТУЕРЕН ПРОДУКТ

Атанас Атанасов, Ваня Кузманова

***Резюме**: В настоящата разработка се предлагат редица подобрения, свързани с процесите по анализа и управление на потребителските и системните изисквания към софтуера. Подобренията гарантират минимизиране на рисковете по разработката на некачествен и несъответстващ на изискванията софтуер и редуцират разходите по фиксиране на грешки открити по време на внедряването и експлатацията му.*

***Ключови думи**: софтуерни проекти, управление на изискванията, потребителски и системни изисквания, CMMI.*

THE ROLE OF REQUIREMENTS ENGINEERING FOR DEVELOPMENT OF SUCCESSFULL SOFTWARE

Atanas Atanasov, Vanya Kuzmanova

***Abstract:** This paper proposes a number of improvements related to the processes of analysis and management of user and system requirements for the software /SW/. Improvements to ensure minimization of risks to the development of poor and non-complying software and reduce cost of fixing errors found during SW implementation, operation and maintenance.*

***Keywords:** software projects, requirements engineering, customer and system requirements, CMMI.*

1. Въведение

Организациите, които се занимават с развитие на софтуер са непрекъснато изложени на предизвикателството и необходимостта да повишават качеството на софтуерните продукти. Анализът на потребителските изисквания е критичен фактор за успеха или провала при разработката тези продукти. Голяма част от грешките, които се откриват във внедрен софтуер могат да се проследят назад във времето като лошо определени изисквания или грешно разбиране на основни потребителски проблеми.

Непълните и неточно дефинирани изисквания са едни от най-честите причини за провала на софтуерните проекти. При изучване на няколкостотин организации [1] се открива, че инженеринга на изискванията е недостатъчен в повече от 75% от всички предприятия. С други думи правилно дефинираните изисквания

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

са най-важната и същевременно най-трудна част от реализацията на един софтуерен проект. Друго изследване, посочено в [2] изчислява, че процентът на грешки във внедрения софтуер, дължащи се конкретно на изисквания може да надхвърли 50% от всички открити грешки.

Настоящата разработка предлага подобрения в процесите по извличане, анализ и управление на потребителските, системните и компонентни изисквания, свързани с разработката на софтуер.

2. Цели на инженеринга на изискванията

Инженерингът на изискванията включва два процеса. Процесът на изучаване на нуждите на потребителите чрез определяне на специфични изисквания и процесът на систематично анализиране и усъвършенстване на тези изисквания.

Въпреки различната формулировка на термина инженеринг на изискванията /ИИ/, които са дадени в литературата [1], ИИ трябва да включва 4 различни, но взаимосвързани дейности: извличане, моделиране, валидиране и верификация. На практика, те може да варират във времето и интензивността си в зависимост от характера на проекта.

2.1. Извличане

Извличането на изискванията е процес на събиране на информация за необходимата система или на съществуващата в момента система, и извличане на потребителските и системни изисквания от тази информация. Източници на информация през фазата на извличане на изискванията могат да бъдат документация, потребителите на системата и спецификации на подобни системи. С потребителите се взаимодейства чрез интервюта и наблюдения, може да се използват сценарии и прототипи, за да се помогне на потребителите да разберат как ще изглежда системата.

2.2. Моделиране

Моделирането е процес на изграждане на абстрактен модел на системата, с който модел се представят различни гледни точки и аспекти на тази система. Съществуват различни методи за моделиране и специфични езици, които могат да опишат изискванията прецизно и последователно.

Някои от най-популярните подходи за моделиране са: формални методи, използване на UML диаграми, създаване на прототипи.

2.3. Валидиране

Верификацията и валидирането са процеси на проверка и анализ на софтуера, който да гарантира, че внедрения софтуерен продукт отговаря на спецификациите и нуждите на потребителите.

Целта на валидирането на изискванията е да удостовери, че те отговарят на намеренията на заинтересованите страни: Правилният софтуер ли създаваме? С други думи, валидирането разглежда дали софтуера, който е създаден отговаря на нуждите и очакванията на потребителите.

2.4. Верификация

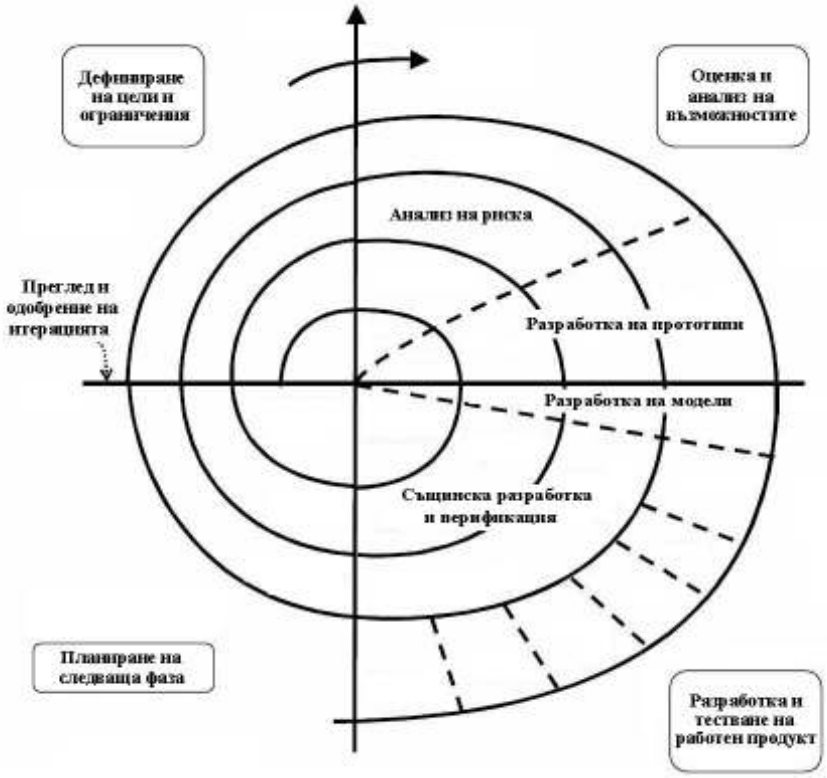
Верифицирането определя, дали софтуерният продукт е съобразен с възложените изисквания. По правилния начин ли създаваме софтуера? Верифицирането проверява дали софтуерът отговаря на спецификациите чрез използване на формални методи [7], техники за инспекция като Model checking [6] и др.

3. Модели на софтуерния процес

Моделът на софтуерния процес е абстрактно представяне на софтуерния процес, описващо последователността от действията, свързани с анализа на потребителските изисквания, разработка на архитектура на софтуерната система и на нейните компоненти и интерфейси, програмната им реализация и тестване, както и внедряването на крайния софтуерен продукт и неговата поддръжка.

Съществуват различни модели за описание на софтуерния процес - модел на водопада, прототипен модел, последователен модел.

Моделът на спиралата на софтуерния процес (фиг.1) е широко известен и представен през 1988 г. [1] Той е еволюционен модел на софтуерен процес, който обединява прототипния и модел на водопада.



Фиг.1. Модел на спиралата

Основните му характеристики са, че е итеративен и представя софтуерния процес като последователност от дейности и връщане назад от една дейност към друга. Процесът е представен като спирала. Всяко едно завъртане на спиралата е една итерация и представя една стъпка от разработката на софтуерния продукт. Към всяка итерация е добавен анализ на риска, с цел минимизирането му.

Моделът дава свобода в тази посока, като при необходимост, една стъпка от разработката може да бъде извършена на няколко итерации.

Моделът позволява някои от итерациите да бъдат извършени като се следва друг модел, който е по-подходящ за конкретния проект. Тази особеност прави спираловидния модел изключително гъвкав и адаптируем към динамичната природа на съвременните проекти.

Инженерингът на изискванията в голяма степен е подчинен на избрания модел и тъй като моделът на спиралата е най-често използваният, то и ИИ има аналогичен, итеративен характер.

4. Видове изисквания

Съществуват три типа изисквания: потребителски, системни и компонентни изисквания.

Потребителските изисквания са твърдения описани на естествен език плюс диаграми на това, което системата се очаква да предлага на потребителите и ограниченията, при които трябва да работи.

Системните изисквания са детайлно описание на функциите, услугите и работните ограничения, на които трябва да отговаря разработваната софтуерна система. В тях се дефинира точно какво трябва да се осъществи и може да бъде част от договора между клиент и разработчик.

Компонентните изисквания са свързани с детайлното описание на функциите на всеки един компонент на разработваната програмна система.

Системните изисквания се класифицират като функционални и нефункционални изисквания. [1]

Функционални изисквания. Функционалните изисквания на системата описват какво системата трябва да може да извършва. Тези изисквания зависят от типа софтуер, който се разработва, от това кои ще са потребителите и основните цели поставени от организацията. Функционалните изисквания описват как системата трябва да реагира при определен входен сигнал и как системата трябва да се държи в определена ситуация.

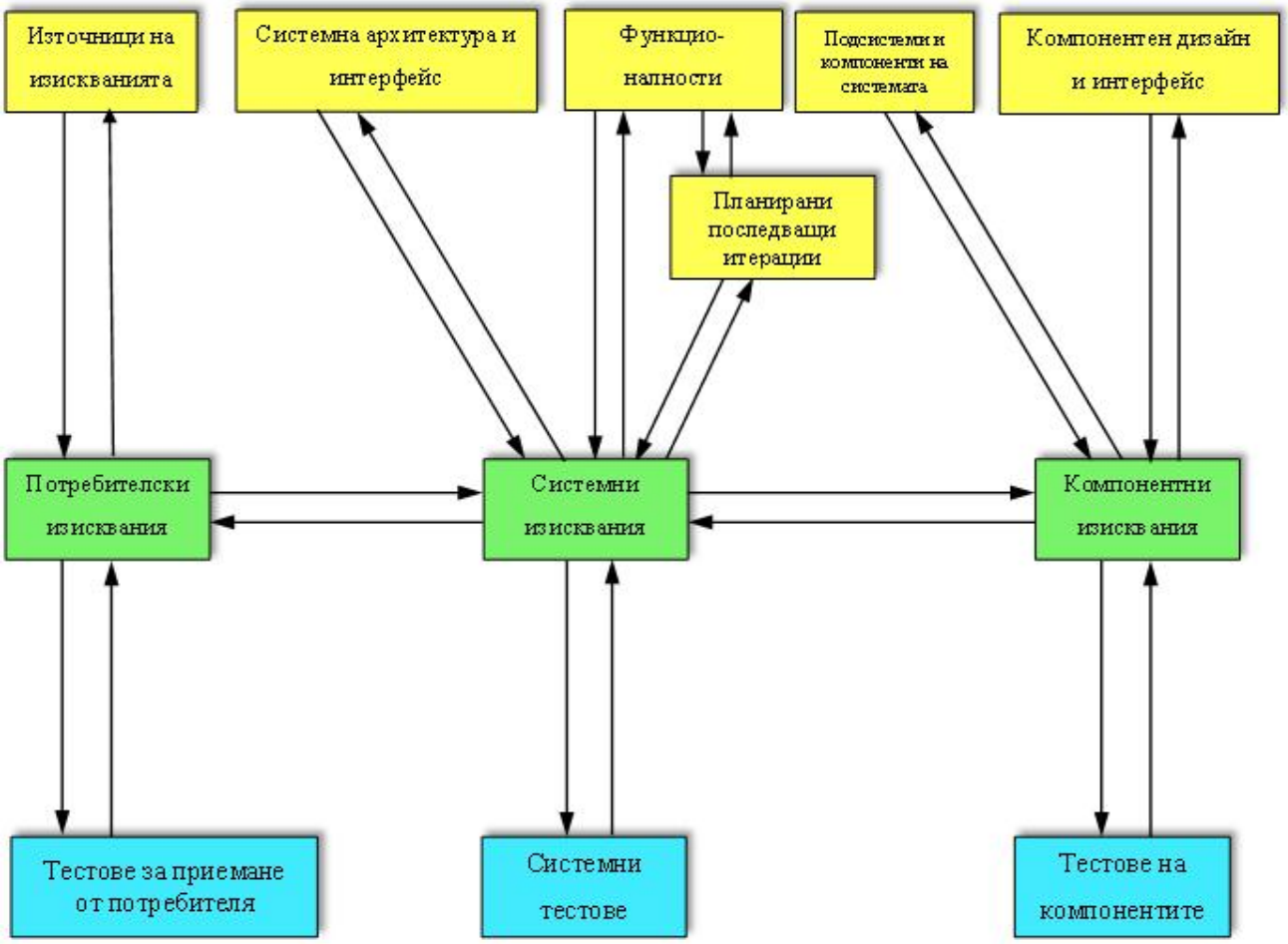
Нефункционални изисквания. Нефункционалните изисквания не се отнасят до конкретни услуги, които системата предлага. Те могат да са свързани с производителността, сигурността, надеждността, или може да дефинират ограничения, на които системата трябва да отговаря. Нефункционалните изисквания в повечето случай са много по-критични отколкото функционалните изисквания. Неизпълнението им може да направи системата неизползваема.

Някои проблеми, които възникват по време на процеса на инженеринг на изискванията са резултат на невъзможността да се разграничат ясно различните нива на описание на отделните изисквания или смесването им. По-долу са предложени стъпки, чрез които се подобряват процесите по първоначалния анализ, изясняване и систематизиране на потребителските и системните изисквания с цел лесна хоризонтална и вертикална проследимост.

Хоризонталната проследимост позволява установяване на взаимозависимост между изисквания от един и същи тип.

Вертикалната проследимост (фиг.2) установява зависимости между изисквания от различен тип, техния източник (в кои документи са описани - дизайн доку-

менти, код, план на софтуерния проект и др.), което позволява лесно да се оцени влиянието на промените на едно изискване върху всички останали и да се гарантира съответствието на софтуерния продукт с всички описани изисквания.



Фиг.2. Вертикална проследимост на изискванията

Проследимостта от системния към компонентния дизайн и към програмната имплементация не е обект на настоящата разработка.

5. Подобряване на процесите по разработване на изискванията

Като практически пример са разгледани подобряване и систематизиране на процесите за разработване на потребителски и системни изисквания в компания за разработка на софтуерни проекти за целите на автоматизираното сортиране на писма и колети, както и софтуер за автомобилната индустрия.

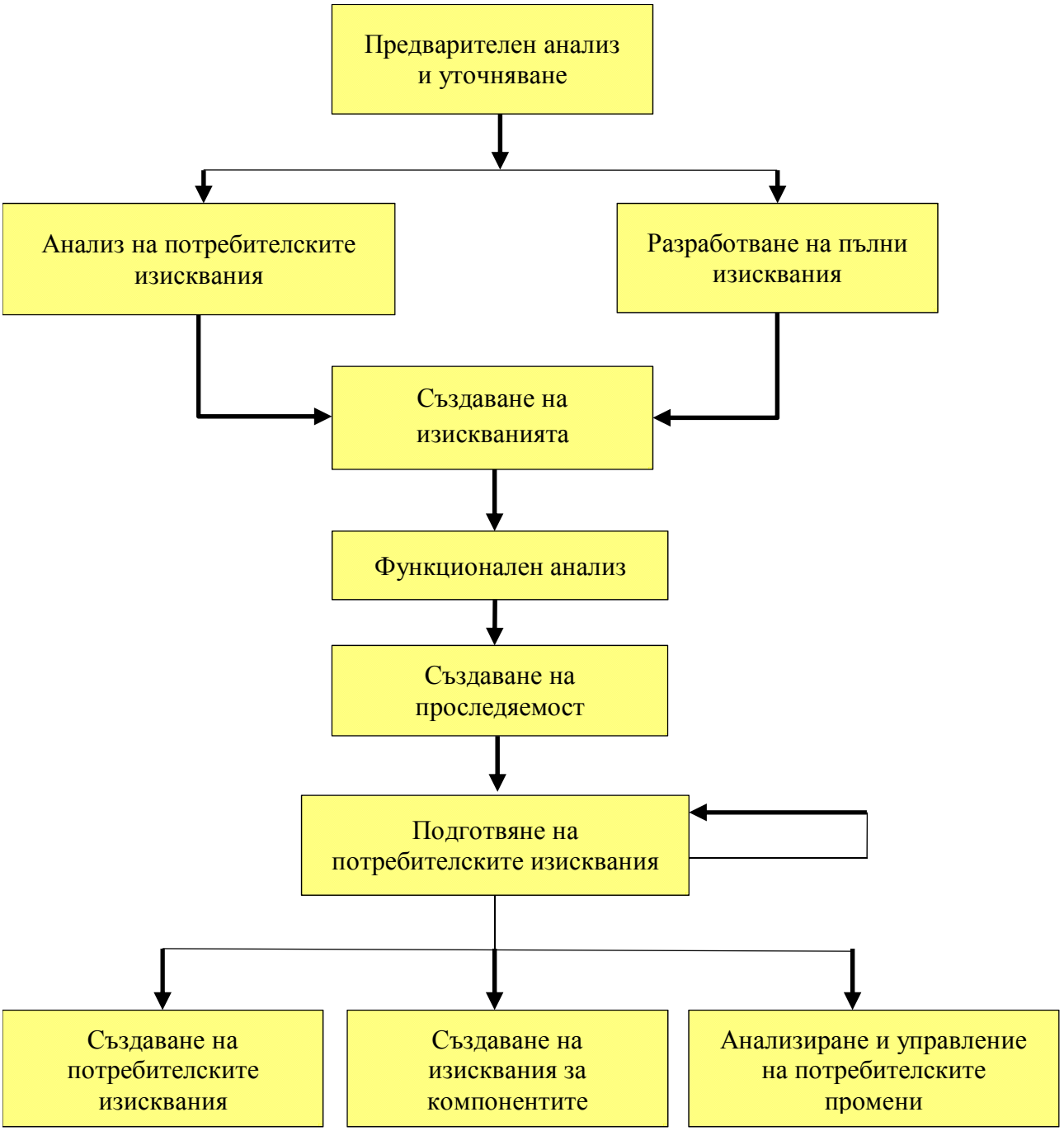
Подобренията на процесите по ИИ на потребителските и системни изисквания целят удовлетворяване на изискванията по сертификация по модела на управление на процеси - Capability Maturity Model Integration /CMMI/ разработен от университета Carnegie Mellon [5] и приет за стандарт от Европейския Софтуерен Институт ESI.

Моделът за управление на процеси CMMI третира подобряването както на процесите по разработка и управление на изискванията, така и на всички останали процеси, свързани с разработката, тестването и внедряването на софтуер.

Процесът, свързан с подобряване на разработване на потребителските изисквания е показан на фиг.3. Той включва освен изброените в точки 2.1 до 2.4 дейности и тези дадени по-долу:

1. Анализиране на потребителските изисквания на основата на приетите критерии.

2. Разработване на пълни изисквания от косвени очаквания – анализират се потребителските нужди, очаквания, ограничения и се разработват пълни изисквания на базата на анализираните проблеми.



Фиг.3. Процес на разработване на потребителските изисквания.

3. Записване на изискванията - записват се потребителските изисквания и се класифицират по подходящ начин.

4. Функционален анализ – извършва се функционален анализ на проекти със сложни изисквания, за да се дефинира функционалността на системата.

5. Създаване на проследяемост - анализира се зависимостта между потребителските изисквания и се създава хоризонтална проследяемост и проследяемост на документите източници на информация.

6. Подготвяне на потребителските изисквания - Коригират се изискванията като се взема предвид информацията от обратната връзка с потребителите

В резултат на гореизброените стъпки се създава документ - спецификация със изискванията към софтуера (Customer Requirements Specification) и се предава на мениджмънта.

Процесът на разработване на потребителските изисквания има за цел да насочи усилията на участниците в процеса към извличане на потребителските нужди, очаквания, ограничения и анализиране на вътрешните потребителски изисквания, така че да се разработят осъществими, недвусмислени, цялостни потребителски изисквания.

След като е завършен процесът на разработване на потребителските изисквания може да се пристъпи към процеса на разработване на системните изисквания.

Процесът (фиг.4.) включва следните дейности:

1. Идентифициране на източниците – обикновено източник на системните изисквания са потребителските изисквания (всяко едно от потребителските изисквания трябва да се трансформира в едно или няколко системни изисквания), вътрешни системни изисквания и документация за системната архитектура.

2. Анализиране на вътрешните системни изисквания – анализират се вътрешните системни изисквания спрямо приетите критерии.

3. Извличане на системните изисквания –извличат се системните изисквания от установените източници.

4. Идентифицират се изискванията за интерфейс.

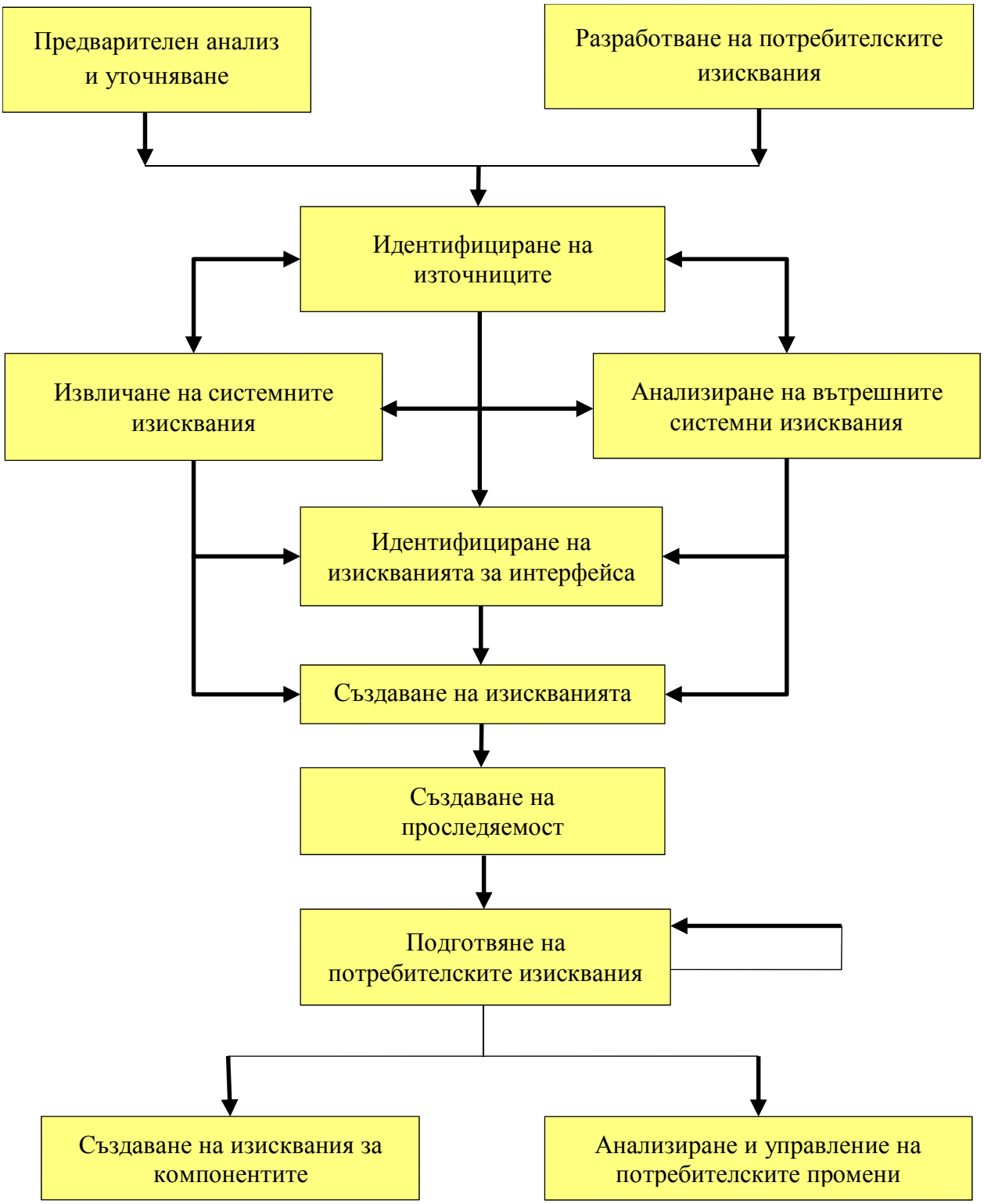
5. Записване на изискванията - записват се системните изисквания. Системните изисквания, които са свързани с определени системни компоненти се систематизират по групи.

6. Създава се проследяемост - анализира се зависимостта между системните изисквания и се създава хоризонтална проследяемост и проследяемост на документите източници на информация.

7. Подготвяне на системните изисквания - Коригират се изискванията като се взема предвид информацията от обратната връзка от потребителите. Създава се спецификация със системните изискванията (System Requirements Specification), която се предава на мениджмънта.

Видно е че на стъпки от 1 до 5 има множество прави и обратни връзки и итерации, които гарантират инкрементално рафиниране на изискванията, което гарантира по-качествена системна и компонентна архитектура и интерфейси и респективно по-лесна програмна реализация.

Качественото специфициране на изискванията гарантира освен лесна проследимост, така също и лесно управление на последващи промени в някои от потребителските изисквания и идентификация на засегнатите от тези промени други изисквания, респективно програми компоненти.



Фиг.4. Процес на разработване на системните изисквания.

На основата на двете спецификации - на потребителските и системните изисквания се разработва системната архитектура, и детайлния дизайн на всеки един от софтуерните компоненти на системата, дизайна на интерфейсите им и план за тестването им.

Очевиден е фактът, че малки неточности във формулировката дори и само на едно потребителско или системно изискване може да даде отражение на ред други изисквания и респективно да доведе до имплементацията на софтуерен код, чиято функционалност не отразява желанията на клиента или работи неточно или грешно.

6. Заключения

Предложените подобрения, свързани с анализа, обработката, систематизирането и управлението, както на потребителските, така и на системните и компонентни изисквания гарантират минимизирането на рисковете по разработката на софтуерни проекти като откриват и елиминират неконсистентните потребителски, системни и компонентни изисквания още на ранна фаза преди имплементацията на софтуера.

Подобренията са съобразени с препоръките на CMMI модела и гарантират лесна проследимост на различните изисквания и на техните промени във времето. На тази основа лесно се контролират отговорностите по кодирането (програмирането) на софтуерните компоненти, свързани с тези изисквания, а на базата на резултатите от тестването им може да се направи обратна връзка за пълното или частично удовлетворяване на тези изисквания. В случай на откриване на проблеми, грешки или несъответствия лесно могат да се предприемат коригиращи действия с цел минимизиране на рисковете.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Sommerville, Ian, Software engineering, 9th edition, Pearson Education, Inc, Addison Wesley Publishing Co, 2011.

[2] Hofmann, H., Lehner, F., Requirements engineering as a success factor of software projects, IEEE Software, 2011.

[3] Requirements Engineering 433-641 E. Kazmierczak Course-work Masters The University of Melbourne First Semester, 2003;

[4] Philip Sallis, Graham Tate, and Stephen McDonell. Software Engineering. Addison Wesley Publishing

[5] Chrissis M.,Konrad M., Shrum S., Capability Maturity Model Integration, 2nd edition, Adisson-Wesley, 2007

[6] Clarke, E.M., Grumberg, O., Peled, D.A.: Model Checking. MIT Press, 1999

[7] Holzmann, G.: Trends in Software Verification. In: Proceedings of the Formal Methods , Europe Conference (FME'03), 2003

Автори: Атанас Атанасов, доц. д-р, катедра „Програмиране и използване на изчислителни системи”, Химикотехнологичен и металургичен университет - София, E-mail address: *naso@uctm.edu ;* Ваня Кузманова, докторант, катедра „Програмиране и използване на изчислителни системи”, Химикотехнологичен и металургичен университет - София

Постъпила на 07.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Иван Евгениев Иванов

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ НА МЕМРИСТОРЕН ЧЕСТОТЕН УМНОЖИТЕЛ

Стоян Кирилов, Георги Ценов, Валери Младенов

Резюме: *Основната цел на настоящото изследване е представянето на възможността за използване на мемристора като нелинеен елемент в схемата на честотен умножител. Представен е модифициран мемристорен SIMULINK модел с прозоречна функция на Йоглекер, който е използван във веригата на честотния умножител. Основната идея, използвана при модифицирането на мемристорния нелинеен модел е въвеждането на ненулева минимална стойност на променливата на състоянието, която е свързана с минималния обем на легирания участък на мемристорния елемент. При конструирането на веригата на честония умножител трябва да бъде осигурен режим на твърдо превключване на мемристорния елемент, който е необходим за получаването на богат спектрален състав на мемристорния ток. За отделяне на определен хармоник е използвана проста резонансна верига. Действието на схемата на мемристорния честотен умножител е представено чрез прилагане на симулации в среда на MATLAB и SIMULINK.*

Ключови думи: *честотен умножител, ограничение, режим на твърдо превключване, спектрален състав.*

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF A MEMRISTOR FREQUENCY MULTIPLIER

Stoyan Kirilov, Georgi Tsenov, Valeri Mladenov

Abstract: *The main purpose of the previous investigation is to present the possibility of using the memristor as a nonlinear element in a frequency multiplier. A modified SIMULINK memristor nonlinear ionic drift model with Joglekar window function is presented and used in the frequency multiplying circuit. The basic idea in the modification of the memristor nonlinear model is to introduce a non-zero minimal value of the state variable which is associated with the minimal volume of the doped region of the memristor element. For constructing the frequency multiplying circuit a hard-switching operating mode have to be ensured for the memristor element, which is needed for obtaining a rich spectral structure of the memristor current. For selecting a given harmonic a simple resonant circuit is used. The operation of the memristor frequency multiplier is simulated in MATLAB & SIMULINK environment.*

Keywords: *frequency multiplier; limitation; memristor; hard-switching mode; spectral structure.*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Introduction

One of the interesting and useful properties of the semiconductor memristor is memorizing the amount of charge which has passed through it [1,2]. Many research analysis and simulations on this circuit element have been made in the last few years. The main properties and the principle of operation of Williams' memristor have been described according to several different models [2,3,4,5,6]. Some physical relationships between the basic electrical quantities of the memristor element have been shown in the literature [2,3]. Also some applications of the memristor in nonlinear electric circuits are given [4,5,6]. The main goal of this paper is associated with the lack in the literature of memristor frequency multiplying circuits and it is to introduce the possibility of using the memristor in a new nonlinear frequency multiplier [7,8].

In Section II a modified Joglekar SIMULINK memristor model is created and described in details. The memristor frequency multiplying circuit is synthesized and described in Section III. The same circuit is analyzed and simulated in Section IV. In section V the concluding remarks are given.

2. Creating modified SIMULINK memristor nonlinear model with Joglekar window function

The structure scheme of the Williams' memristor is presented in Fig.1. The length of the doped with oxygen vacancies region is denoted with *w* and the length of the whole memristor structure is denoted with *D*.

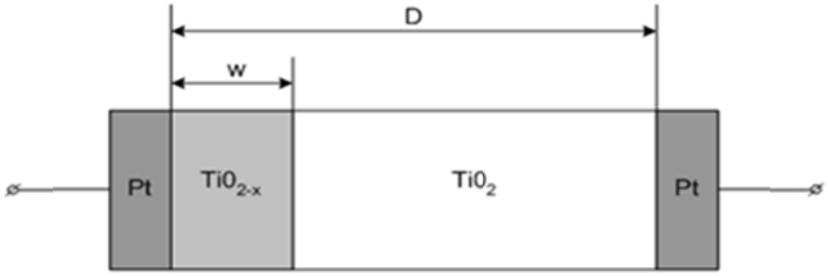


Fig.1. Structure scheme of the Williams' memristor

The state variable *x* is equal to the ratio between the length of the doped region *w* and the length of the whole memristor *D* [2]:

$$x = \frac{w}{D} \tag{1}$$

The minimal value of the state variable according to [2] and [3] is $x_{min} = 0$. This statement is mathematically true when the length of the doped region is $w = 0$. One of the new ideas in the present paper is based on physical considerations. Really when we apply a voltage in reverse direction for a long time then the doped region will shrink but the oxygen vacancies will remain in this section. The oxygen vacancies are generated in the initial process of electroforming of the memristor element and they cannot disappear. Because of that the length of the doped region can have a very small length but this length cannot become zero. So the minimal value of the state variable

is very near to but not equal to zero. The maximal value of the state variable is equal to unity. It is physically possible because the oxygen vacancies can diffuse to the right boundary of the memristor. According to this reasoning we have: $x \in [x_{min}, 1]$.
The derivative of the state variable x with respect to the time t is [3]:

$$\frac{dx}{dt} = \eta k i f(x) \tag{2}$$

where the quantity η shows the polarity of the element and is determined as follows:

$$\eta = sign\left(\int_{t_o}^{t} u(t')dt'\right) = sign[x(t) - x_0] \tag{3}$$

The quantity x_0 is the initial value of the state variable before applying the voltage across the memristor. The polarity of the memristor is determined in accordance to the difference between the present value of state variable and its initial value. The coefficient k in (1) is dependent on the memristor parameters and it is [2]:

$$k = \frac{\mu R_{ON}}{D^2} \tag{4}$$

The quantity R_{ON} is the resistance of the memristor in fully closed state and μ is the average value of the mobility of the oxygen vacancies. The window function used in (2) is [3]:

$$f(x) = 1 - (2x - 1)^{2p} \tag{5}$$

The Joglekar window function in the nonlinear ionic drift memristor model is used for presenting the nonlinear relationship between the velocity of the oxygen vacancies and the memristor current. The ionic velocity is maximal in the centre of the memristor structure and it decreases when the state variable reaches the boundaries of the memristor cell [2,3]. The exponent in the present case is $p = 1$.
The basic current-voltage relation of the memristor is [2]:

$$u = \left[R_{ON}x + R_{OFF}\left(1 - x\right)\right]i \tag{6}$$

The current-voltage relationship of the memristor is obtained using the assumption that the doped and the un-doped regions are connected in series. The quantity R_{OFF} is the resistance of the memristor element in fully open state. For adapting (6) we use the following approximation [2]:

$$R_{ON} - R_{OFF} \approx -R_{OFF} \tag{7}$$

After expressing the current i from (2) and substituting in (6) we obtain the basic differential equation of the semiconductor memristor element:

$$udt = \frac{R_{OFF}}{4k\eta}\frac{1}{x}dx \tag{8}$$

The solution of (8) with respect to the state variable x is:

$$x = x_o exp\left(\frac{4k}{R_{OFF}} \eta \int_{t_o}^{t} u(t')dt'\right) \tag{9}$$

It is very important to denote that formula (9) is valid for soft-switching mode. In a memristor circuit we have a soft-switching mode for low magnitudes and comparatively high frequencies of the memristor voltage. Then the state variable x does not reach its limiting values – $x \in (x_{min}, 1)$. But when the state variable x reaches the boundaries - $x \in [x_{min}, 1]$ a limitation occurs and then we have so called hard-switching mode. For hard-switching mode the relationship between the state variable x and the flux linkage is presented with the next formula:

$$x = \begin{cases} x_{min}, \ \eta \int_{t_o}^{t} u(t')dt' < \frac{R_{OFF}D^2}{4\mu R_{ON}} ln\left(\frac{x_{min}}{x_o}\right) \\ x = x_o exp\left(\frac{4\mu R_{ON}}{D^2 R_{OFF}} \eta \int_{t_o}^{t} u(t')dt'\right), \\ \frac{R_{OFF}D^2}{4\mu R_{ON}} ln\left(\frac{x_{min}}{x_o}\right) < \eta \int_{t_o}^{t} u(t')dt' < \frac{R_{OFF}D^2}{4\mu R_{ON}} ln\left(\frac{1}{x_o}\right) \\ 1, \ \ \eta \int_{t_o}^{t} u(t')dt' > \frac{R_{OFF}D^2}{4\mu R_{ON}} ln\left(\frac{1}{x_o}\right) \end{cases} \tag{10}$$

Formula (10) is obtained from (9) using the limiting values of the deviation of the state variable x. It is valid for soft-switching and also for hard-switching mode. Using (6) and (10) a SIMULINK model of the memristor element is created and it is presented in Fig.2.

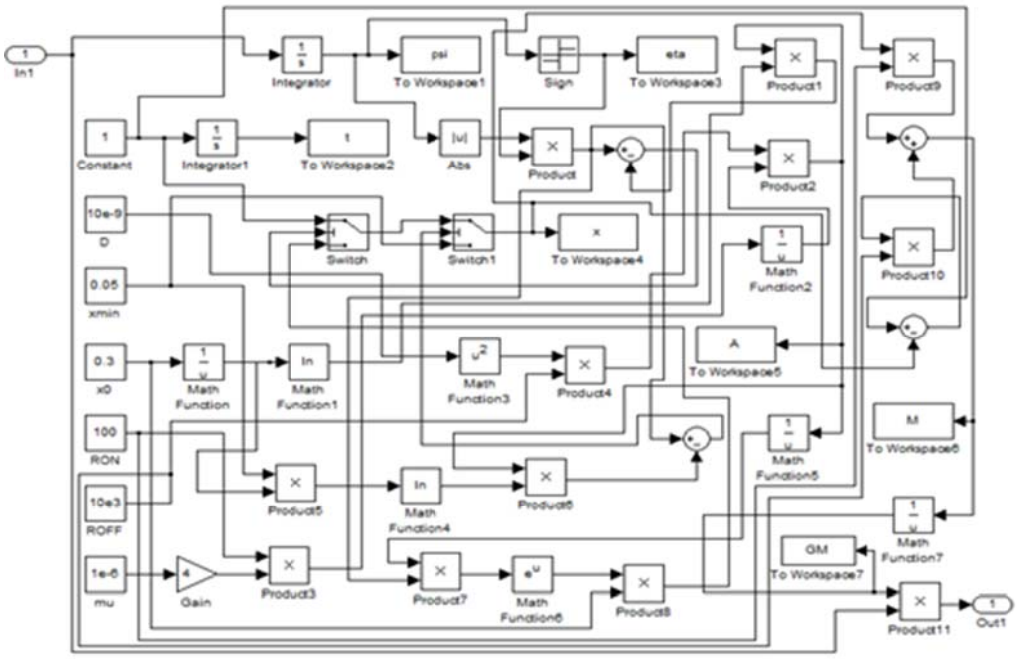


Fig.2. Modified SIMULINK Joglekar memristor model with nonlinear dopant drift

The input of the SIMULINK memristor model is used for applying the voltage. From the output we can obtain the memristor current. The realization of (10) is based on the

usage of the two switching elements – Switch and Switch1. The mathematical conditions for switching between the first and the third input of every switching element are applied to the second input of the switches. The variables needed for plotting the final diagrams are stored in the working space of MATLAB.

The SIMULINK model presented above has been tested and the results from the simulations confirm the respective results given in [3]. This model will be used in the following analysis of the memristor frequency multiplier.

3. Synthesis of a memristor frequency multiplier

The basic idea in this paragraph is to use the nonlinearity of the memristor element for obtaining nonlinear distortions of the signals and respectively to produce higher harmonics. It is confirmed by simulations that when the memristor operates in soft-switching mode the higher harmonics have low magnitudes. But if the memristor voltage is high and the frequency is sufficiently low then the memristor will operate in hard-switching mode. For this mode it is confirmed by computer simulations that the nonlinear distortions of the memristor current are significant and the higher harmonics have comparatively high amplitudes. For selecting a signal from the higher harmonics a narrow-band band-pass filter is needed. Using these considerations a circuit for multiplying the frequency is constructed and it is presented in Fig.3.

The voltage source e generates a sinusoidal signal with a magnitude of 0.2 V and a frequency of 1 MHz. The voltage source is connected in the primary series circuit to the memristor M and the resistor R_1. The resistance of the resistor R_1 has a value of 100 Ω. The voltage drop across the resistor R_1 is applied to the input of the voltage controlled voltage source with a very high input resistance. The dependent voltage source separates the primary and the secondary circuits of the scheme. The coefficient of amplification of the dependent voltage source has a value of 10.

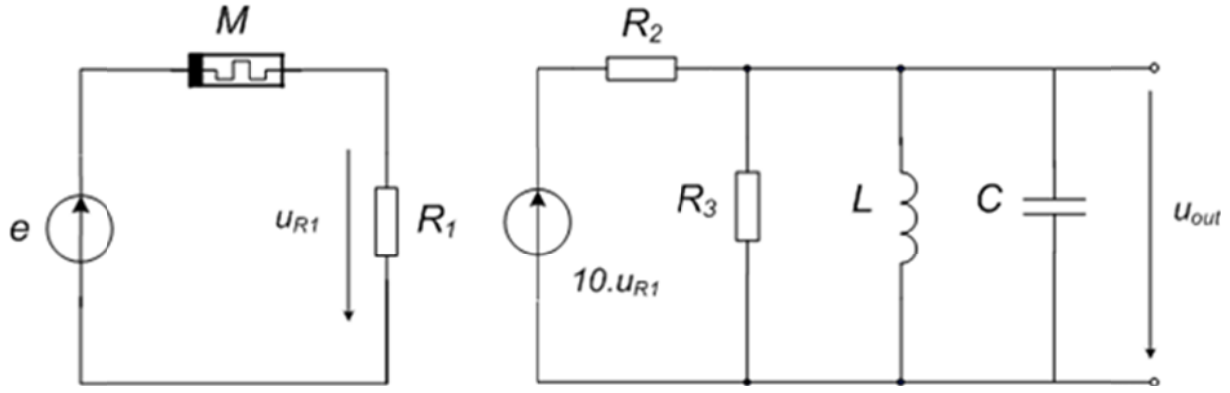


Fig.3. Electric circuit of a memristor frequency multiplier

The signal produced from the voltage controlled voltage source is applied to a band-pass filter. The resistances of the resistors R_2 and R_3 have values of R_2 = 100 Ω, R_3 = 1 kΩ. The inductance of the inductor is L = 1 nH and the capacitance of the capacitor is C = 1.0132 μF. The value of resonant frequency of the parallel resonant circuit is 5

MHz. The transfer function of the band-pass filter created with the elements R_2, R_3, L and C is [8]:

$$T_{U(s)} = \frac{R_3 L s}{R_2 R_3 L C s^2 + L(R_2 + R_3)s + R_2 R_3} \tag{11}$$

4. Analysis of the memristor frequency multiplier in MATLAB & SIMULINK environment

The SIMULINK model of the memristor frequency multiplier is presented in Fig.4. It is constructed according to the circuit given in Fig.3. The transfer function block substitutes the band-pass filter and is created according to formula (11). The time diagrams of input signal and the memristor current are given in Fig.5. It is obvious that the memristor current has a much distorted form with respect to the sine wave voltage of the source.

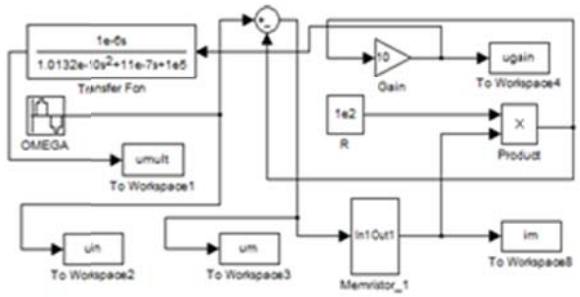


Fig.4. SIMULINK model of the memristor multiplier

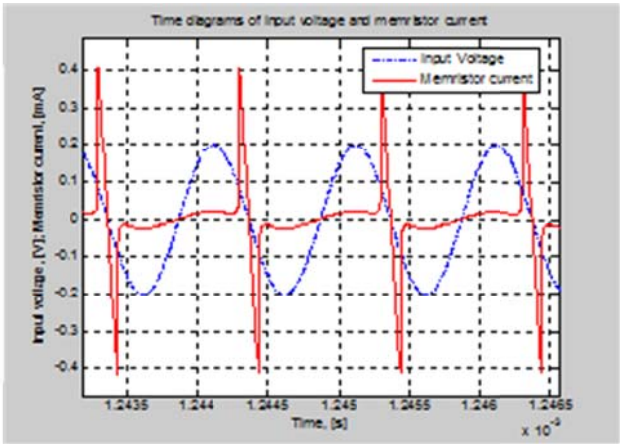


Fig.5. Diagrams of input voltage and memristor current

The time diagrams of flux linkage and of state variable are presented in Fig.6. The diagram of the state variable confirms that the memristor element operates in hard-switching mode. For this mode the deviation of memristor resistance is maximal. The current-voltage relationship is presented in Fig.7. The characteristic has a specific for the hard-switching mode form.

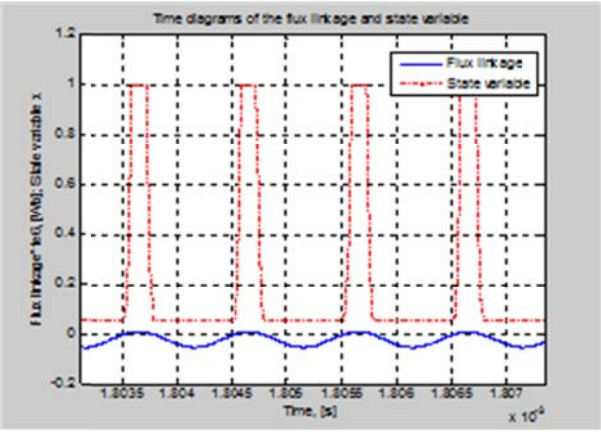


Fig.6. Time diagrams of the flux linkage and state variable

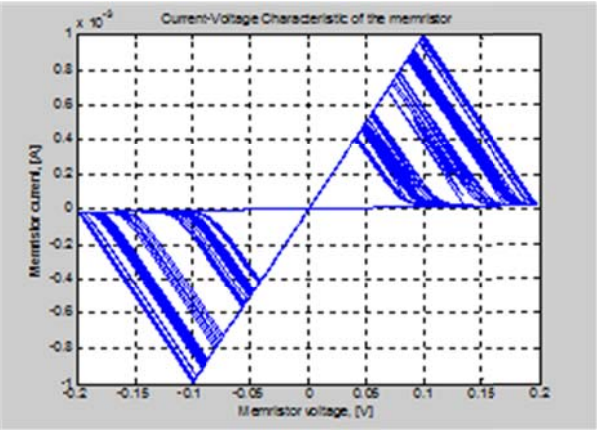


Fig.7. Time diagrams of input voltage and memristor current

The spectral structure of the voltage drop across the resistor R_1 is produced by using the fast Fourier transformation function in MATLAB environment and it is presented in Fig.8. It is obvious that the spectrum is very rich and contains many higher harmonics. The time diagram of the output voltage is presented in Fig.9. It is clear that the signal is sinusoidal. A spectral analysis has been made and it confirms the assumption that the output signal contains only one harmonic.

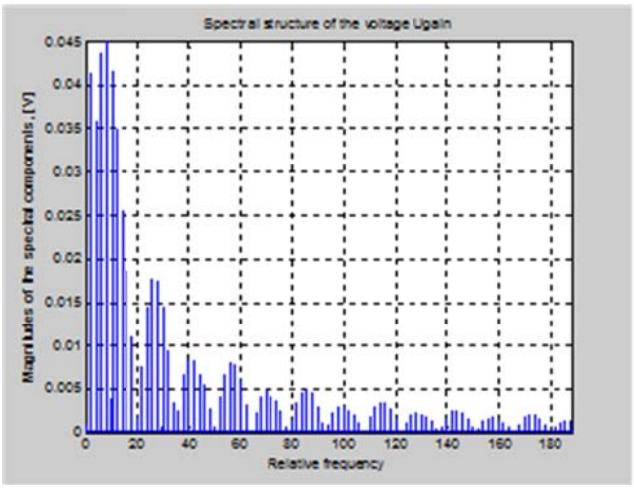


Fig.8. Spectral structure of the voltage u_{gain}

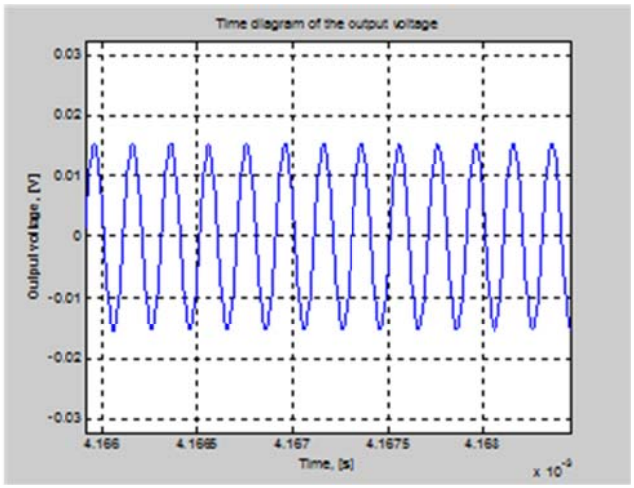


Fig.9. Time diagram of the output voltage

5. Conclusion

The results from the simulation confirm the possibility for using the memristor as a nonlinear element in frequency multiplying device. The amplitude of the input signal must be sufficiently high and the frequency have to be enough low so that the memristor element have to operate in hard-switching mode. The voltage controlled voltage source is used for separating the two parts of the circuit. Practically it is an amplifier with very high input resistance and it can be made using an operational amplifier. Several simulations confirm that if this controlled source is not applied in the circuit then the mode is not appropriate for obtaining a signal with a multiplied frequency. The main advantage of the memristor frequency multiplying circuit is the high amplitude of the higher harmonics and the comparatively high level of the output signal of the circuit.

ACKNOWLEDGEMENTS

The research results in the paper are financed from Contract № 121PD0072 -08 for scientific projects for help of PhD Students of the Scientific – Research sector of Technical University – Sofia for 2012 - 2013 years.

REFERENCES

[1] Chua, L. O. Memristor – The Missing Circuit Element. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. CT-18, pp. 507-519, September 1971.

[2] Strukov, D. B., G. S. Snider, D. R. Stewart, R. S. Williams. The missing memristor found. *Nature*, 06932, Vol 453, pp. 80 – 83, 2008.

[3] Joglekar, Y., S. Wolf. The el usive memristor – properties of basic electrical circuits. *European Journal of Physics*, 30, 2009, pp. 661 – 675.

[4] Göknar, I., F. Öncül, E. Minayi. Ne w Memristor applications: AM, ASK, FSK, and BPSK Modulators. *IEEE Antennas and Propagation Magazine,* Vol. 55, No. 2, 2013, pp. 304 – 313.

[5] Ascoli, A., R. Tetzlaff, F. Corinto, M. Gilli. PSpice switch-based versatile memristor model. *ISCAS, IEEE* May 2013, ISSN 0271-4302, pp. 205 – 208.

[6] Lehtonen, E., M. Laiho. CNN using me mristors for neighborhood connections. *CNNA*, 2010, ISBN 978-1-4244-6679-5, pp. 1 – 4.

[7] Chattopadhyay, G., E. Schlecht, J. Ward, J. Gill, H. Java di, F. Maiwald, I. Mehdi. An all-solid-state broa d-band frequency multiplier chain at 1500 GHz. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 52, 2004, pp. 1538 – 1547.

[8] Stoyanov, G. Theoretical foundations of communications technology. Sofia, *Publisher "Technica",* Second Edition, ISBN 954-03-0211-0, 1993.

Authors: Stoyan Kirilov, master engineer, Department of theoretical electrical engineering, Faculty of Automatics, Tech nical University of Sofia, E-mail adr ess: *s_kirilov@tu-sofia.bg*; Georgi Tsenov, Assistant prof., D-r Eng, Department of t heoretical electrical engineering, Faculty of Automatics, Technical Un iversity of Sofia, E-mail adress: *gogotzenov@tu-sofia.bg*; Valeri Mladenov, Prof. D-r Eng., Department of theoretical electrical engineering, Facu lty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address*: valerim@tu-sofia.bg*.

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD Simona Petrakieva

ПРОБЛЕМИ И ЗАДАЧИ НА ПРЕХОДА ОТ СРЕДНАТА КЪМ ВИСШАТА ТЕХНИЧЕСКА ОБРАЗОВАТЕЛНА СТЕПЕН
(въз основа на опита при обучението по "Електротехника" на ученици в ТУ-ЕС към ТУ и студенти във ФЕТТ на ТУ)

Анна Апостолова-Йорданова, Снежана Терзиева

***Резюме**: В този доклад се изследват някои от проблемите в процеса на обучението по дисциплините „Електротехника и електрически измервания" и „Електрически вериги" в ТУ-ЕС към ТУ-София в периода 2008-2013 година. Тъй като младежите от първия от тези пет випуска в момента са на възраст да се обучават като студенти във втори курс на висшата образователна степен, а тези от следващите четири випуска предстои да бъдат обучавани, ние предлагаме за обсъждане необходимостта от въвеждането на модул за предварително обучение по електротехника в началото на втори курс в ТУ-София с цел изравняване нивата на студентите, завършили общо-образователни училища и тези, завършили професионални гимназии.*

***Ключови думи:** обучение, електротехника, средна образователна степен, висша образователна степен*

SOME PROBLEMS OF THE TRANSITION FROM SECONDARY TO HIGHER TECHNICAL EDUCATION
(based on the experience in teaching "Electrical engineering" to students at the TS"ES" associated with Sofia TU in and students at the FETT of the TU)

Anna Apostolova-Iordanova, Snejana Terzieva

***Abstract:** In this paper some of the problems spotted during the process of teaching "Electrical Engineering and Electrical Measurement" and "Engineering circuit analysis" at the Technological School "Electronic Systems" associated with the TU in Sofia during the period 2008-2013 have been explored. As the first students from this 5-year period are now aged to be second year university students and the next 4 grades are to be taught in the next 4 years we are now proposing for discussion the option of introducing a module for pre-teaching Electrical Engineering to second-year students at the Technical University aimed at equalizing the knowledge levels of students coming from all secondary schools with those of students from electrotechnical professional schools.*

***Keywords:** education, electrical engineering, secondary education, higher education*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Професионалното образование в България през последните години е изправено пред сериозни проблеми и предизвикателства във връзка с промените в социалната област и образователната система в периода на прехода. Започналите през 1989г. промени и сътресения в икономико-политическата и социалната сфери продължават и до момента. Динамиката в структурата на пазара на труда, а оттам и в търсенето на специалисти в областта на електротехниката и електрониката, високата безработица (особено младежката) доведоха до снижаване на интереса на младите хора към инженерните специалности както в средното, така и във висшето образование. Проблемът се задълбочи и като резултат от неблагоприятната демографска ситуация в страната, усложнена допълнително от емиграцията на хиляди интелигентни българи, предимно в младежка и трудоспособна възраст.

Световната икономическа криза, започнала през 2008г., доведе до свиване, а в немалко случаи и до ликвидация на дейността на много фирми и производства в нашата страна, в следствие на което възможностите за намиране на средно-технически и инженерни работни позиции от страна на младите хора се ограничиха. Все по-малко младежи и девойки припознават като привлекателна и перспективна по отношение на бъдещото им професионално развитие възможността да придобият електротехническа квалификация в средно или висше учебно заведение в България, особено при все по-достъпните алтернативни възможности, предлагани от множество европейски технически университети.

В средната образователна степен в следствие на тези обективни фактори се стигна до отлив на голяма част от най-интелигентните и мотивирани ученици с изразени интереси към математиката и физиката от професионалните гимназии и пренасочването им към езикови такива като крачка към успешен прием в английски, холандски или немски университети, предлагащи отлична перспектива за намиране на работа по специалността на европейските трудови пазари, особено след постепенното отпадане на ограниченията за български специалисти.

Като резултат от така променилата се ситуация в страната, в последните години се наблюдава все по-изразена тенденция в Техническия университет в София да постъпват немалко младежи, които нямат ясно очертана перспектива за бъдеща професионална реализация, която да съответства на изучаваната специалност. Социологическите данни в момента сочат, че едва половината от завършилите висше образование млади хора в България работят по специалността си. Липсата на перспектива за адекватна професионална реализация и добра кариера със съответното заплащане не способства за изграждането на сериозна мотивация за активно и съзнателно участие в учебния процес, води до стремеж с минимални усилия да се придобие диплома по съответната средно-техническа или инженерна специалност у все по-голям процент от обучаваните.

2. Проблеми в средната образователна степен

В последните няколко години деветокласниците в две от общо четирите паралелки ученици, постъпващи в ТУ-ЕС към ТУ София годишно, на които първата

авторка преподава дисциплините „Електротехника и електрически измервания“ и „Електрически вериги“, проявяват все по-голямо нежелание да усвояват термините от електротехниката и означенията на величините като необходима стъпка към изразяване на мисли и формулиране на твърдения. Поради това един немалък процент от тях се затрудняват в процеса на разчитане условията на текстовите задачи като първа стъпка към идентифициране на формулите, необходими за решаването им. Такива ученици се затрудняват и при разбирането на електротехнически текстове поради непознаване смисъла на термините в тях. За тях е по-лесно да демонстрират „пасивни“ знания като решават тестове с предварително формулирани отговори, отколкото да отговарят на отворен тип въпроси. В опита си да „прикрият“ тази „терминологична“ и „смислова“ недостатъчност немалък брой ученици разчитат на случайни попадения при решаването на тестовете или чакат да получат отговорите от някой съученик. Възможно е тази все по-ясно изразена тенденция да се дължи на тестовия начин на оценяване в началното училище, който е широко разпространен в последните години, както и на предпочитаният от младежите начин на усвояване на знания посредством компютърно онагледявани процеси и динамични визуални стимули.

Големият обем от теоретични знания поднасяни за кратко време (поради ограничения хорариум), без да се осигури достатъчна възможност на учениците да коментират с преподавателя и съучениците си текущото учебно съдържание, да питат и да отговарят с пълни изречения на въпроси, възпрепятстват вникването на обучаваните в смисъла на понятията, определенията и законите в електротехниката. За активизиране и подобряване на когнитивния процес би било от полза преподавателите да откриват и ползват по време на лекциите си колкото се може повече аналогии с ежедневно срещащи се ситуации и явления, с цел обучаваните да успеят да осъзнаят невидимите процеси и сложните закони в тази предметна област (например при преподаване на първия закон на Кирхоф токовете могат да бъдат оприличени на водни потоци).

В последните няколко години учениците постъпват в гимназиалната степен на обучение без достатъчно изградени умения и мотивация да се съсредоточават по време на занятията и да записват последователно и изчерпателно най-важното от поднесената им информация. В резултат на това записките им са накъсани, непълни, а в някои случаи дори грешни. Прави впечатление, че съвсем малка част от учениците отварят учебниците си в къщи, за да сверят и допълнят записаното в часовете, както и да се опитат да го научат. По време на домашната си подготовка много малко от тях изчертават схемите и извеждат формулите отново. В следствие на това голям брой ученици не успяват да интернализират поднесената им под формата на лекция информация и не са в състояние да приложат изучените закони и методи при решаването на задачи в клас. Това довежда до апатия по време на семинарните занятия, когато 50 до 70% от обучаваните изобщо не започват да решават дадената им задача, а чакат някой от останалите ученици или учителя да направи това вместо тях и те евентуално да препишат решението от дъската (не винаги пълно и точно). Като прибавим и затрудненията при преобразуването на кратните и частите на мерните единици в

основни единици от системата СИ и неумението да се работи с калкулатор, достигането до верен отговор е по възможностите едва на 20-30% от учениците от последните няколко випуска.

Тези и други причини доведоха до снижаване на годишния успех през последните няколко години, както и до сравнително голям относителен дял на „недостатъчно обучени“ деветокласници (с оценки 2 и 3), спрямо „обучени“ такива (с оценки 4, 5 или 6), както може да се види от табл.1.

Табл.1

"Електротехника и ел. измервания"					"Електрически вериги"				
Общ брой учен.	Двойки - Тройки		Четворки - Шестици		Общ брой учен.	Двойки - Тройки		Четворки - Шестици	
2005/2006	Брой	%	Брой	%	2005/2006	Брой	%	Брой	%
50	7	14.00%	43	86.00%	50	6	12.00%	44	88.00%
2008/2009	Брой	%	Брой	%	2008/2009	Брой	%	Брой	%
50	28	56.00%	22	44.00%	50	17	34.00%	33	66.00%
2009/2010	Брой	%	Брой	%	2009/2010	Брой	%	Брой	%
58	28	48.28%	30	51.72%	58	15	25.86%	43	74.14%
2010/2011	Брой	%	Брой	%	2010/2011	Брой	%	Брой	%
53	21	39.62%	34	64.15%	53	25	47.17%	28	52.83%
2011/2012	Брой	%	Брой	%	2011/2012	Брой	%	Брой	%
54	24	44.44%	30	55.56%	54	20	37.04%	34	62.96%
2012/2013	Брой	%	Брой	%	2012/2013	Брой	%	Брой	%
57	22	38.60%	35	61.40%	57	15	26.32%	42	73.68%

3. Проблеми във висшата образователна степен

Естествено и неминуемо е описаните проблеми в средното образование да се отразят и на висшето образование.

Липсата на желание, демонстрацията на апатия и пълната демотивация по отношение на усвояването на преподавания материал по дисциплината “Теоретична електротехника” (и не само) у някои студенти е забелязана още преди около 8-10 години. За тревожното явление е алармирано през 2006 г. с доклад на Националната конференция с международно участие ЕЛЕКТРОНИКА’2006 [1]. Изнесените в доклада статистически данни за резултати от изпитите с второкурсници още тогава показват нарастващата тенденция голяма част от тях да се задоволяват с най-ниската оценка – среден. Такива студенти определено се явяват на изпита като разчитат на шанса да им се падне нещо познато или да препишат от някого. При потоци средно от 140-150 студенти напоследък, на първата (редовната) сесия се явяват все по-малко от тях: през 2003/04 – 116; през 2004/05 – 91; през 2005/06 – 86. В последните години се наблюдава и явлението да се предават бели листа в първите 5-10 минути след започване на изпита. На въпроса “Защо?”, обикновено отговорът е “Дойдох да видя как е.”.

През 2002/03 г. след преработване на учебните планове бяха увеличени часовете за самоподготовка за сметка на всички видове аудиторни занятия. Предвидените часове седмично за лекции, семинарни и лабораторни упражнения и самоподготовка в повечето учебни планове по дисциплината “Теоретична електро-

техника” обикновено са: 2/2/1/7 или 3/2/1/5 [2]. Естествено е да се зададе реторичния въпрос: “Колко са студентите от потока, които биха оползотворили определените в програмата часове за самоподготовка?”. Няма да е изненада, ако се добави слабата посещаемост на лекции и формалното присъствие на една не малка част от тях на задължителните семинарни и лабораторни упражнения, без каквато и да било подготовка – само за да се регистрира присъствие с цел получаване на подпис в края на семестъра.

Негативната тенденция за неявяване на изпит на редовната сесия продължава и към момента – за учебната 2013/14 г. от 148 студенти в потока на първата (редовната) сесия са се явили само 50 студенти, а издържалите са 20, т.е. успеваемостта е 40% от явилите се. Ако се изчисли процентът на успеваемост по отношение на общия брой студенти в потока, то ситуацията е катастрофална – получават се 13.5%. В случая не се отчита фактът, че явяването или не на изпит е оставено на личния избор на самия студент. Може би трябва да се вземат по-строги мерки, в резултат на които студентите, неположили изпити от втори курс да не могат да се записват в четвърти курс.

Изложеното не претендира, че обхваща всички проблеми и че единствено студентите имат вина за случващото се. То обаче очертава един много сериозен и може би основен проблем, а именно липсата на активно участие на по-голямата част от студентите в учебния процес.

4. Проблеми и задачи на прехода от средната към висшата образователна степен и възможности за оптимизацията му

Учениците, обект на настоящото изследване, са родени в периода 1993-1997 г., а в настоящия момент младежите от първия от тези випуски са на възраст да бъдат студенти във втори курс. Следователно, ако част от негативните практики и модели, описани по-горе, не са били коригирани по време на гимназиалното им обучение, много вероятно е да наблюдаваме как студентите не само през настоящата, но и през следващите четири години демонстрират все по-голяма незаинтересованост от учебния процес и значително по-ниска успеваемост от предните випуски.

Ниското входно ниво на студентите-второкурсници, които се обучават по дисциплината „Теоретична електротехника“ до голяма степен се дължи на недостатъчно изградена до този момент система от базови знания и базова структура на интелекта. В различните видове средни училища: общообразователните училища с или без профилирана подготовка по предметите „Физика“ и „Математика“ и професионалните гимназии, в рамките на дисциплината „Физика“ (която се изучава само до 10-ти клас) разделите „Електростатика“, „Електрически ток“ и „Електромагнитно поле“ се изучават с недостатъчен хорариум, часовете за решаване на задачи са малко, а скромната материална база на повечето училища и ограниченото време не позволяват извършването на достатъчен брой демонстрации и лабораторни практикуми (ако изобщо се провеждат такива) и обсъждането им с учениците с цел изграждане на механизми на мислене у тях. Задълбочават се проблемите с учителите и методистите с образование по фи-

зика. В много общообразователни училища физиката се преподава от химици или биолози [3].
Обучението по физика в първи курс на ТУ също е преобладаващо „теоретично“, при което студентите не успяват да възприемат физиката като привлекателна природна наука, която демонстрира и изучава явленията в околния свят.
В доклада за образованието по физика на проф. А. Апостолов пред Първия конгрес на физиците (1983г.) се цитира хорариум за физиката в средното училище (от 7-ми клас нагоре) общо 14.5 часа, приравнени към една седмица. Според сега действащия учебен план физиката се изучава след 7-ми клас с общо осем часа седмично за целия срок на обучение (8-10-ти клас) в СОУ и шест часа седмично в професионалните гимназии [4]. Драстичното намаляване на общия хорариум е очевидно, оттам и слабата подготовка, което води до намаляване броя на учениците, избрали да се явят на матура по физика [3].
В повечето средни общообразователни училища в рамките на дисциплината „Физика“ разделите „Електростатика“, „Електрически ток“ и „Електромагнитно поле“ се изучават с недостатъчен хорариум и задълбоченост. Единствено в професионалните гимназии с направления „Електротехника“ и „Електроника и автоматика“ електрическите вериги за постоянен и променлив ток се изучават по-подробно (особено в ТУ-ЕС, където те са обект на преподаване по отделна дисциплина: „Електрически вериги“ с хорариум 72 часа в 9-ти клас). В следващите години голяма част от теоретичните знания „оживяват“ и се изпълват със смисъл по време на лабораторните упражнения по заложените в учебната програма схемотехнически дисциплини. Например в 10-ти клас в ТУ-ЕС се провеждат практически лабораторни зянятия по дисциплината „Електротехника и електрически измервания“, които са много по-интересни и мотивиращи за учениците от теоретичните и семинарни занятия в 9-ти клас. По време на тази лабораторна практика учениците постепенно изграждат йерархическа система от сензомоторни релациии, без които е невъзможно цялостното разбиране и осмисляне на теоретичните положения в електротехниката. Преживяванията и натрупаният практически опит при проиграването на реални физически ситуации постепенно се превръщат в „интелектуална собственост“ на обучаваните, процес, изяснен в дълбочина от проф. Боян Лалов [5]. Учениците придобиват увереност, развиват умения за оценка и анализ на експериментално снетите данни, видимо се засилва интересът им към техническите дисциплини.
За съжаление процентът на студентите, постъпващи в ТУ-София от професионални гимназии не е достатъчно висок.
Не само в България, но и в други страни от Европейския съюз поради разнообразието от училища в средната образователна степен, обемът на получените знания и степента на усвояване на предварителни практически умения при постъпващите студенти са различни, което предполага спешна необходимост от въвеждането на модул за предварително, изравняващо нивата обучение по „Електротехника“ (базиран основно върху изучаването на отделните пасивни елементи: резистори, бобини и кондензатори и веригите за постоянен ток, изграждани от такива елементи).

Представянето на нови теоретични знания като система от принципи и закони би трябвало да бъде предшествано от добиването на практически опит: визуално запознаване на студентите с отделните градивни елементи, които предстои да се изучават, с цел формиране на умения за разпознаването им и разчитането на техните стойности, както и свързването на тези компоненти в действащи електрически схеми, при което обучаваните да получат възможност да натрупат свой собствен безценен сензомоторен опит.
Последващото измерване на основните електрически величини и визуализирането на стойностите им в графичен вид би спомогнало студентите по-лесно да разберат основните понятия и закони в електротехниката, както и да осмислят представените им теоретични знания въз основа на лично натрупания опит.
Би било удачно предварителният изравняващ нивата модул да се въведе преди началото на втората учебна година в ТУ-София, например в рамките на една седмица по 6-8 учебни часа дневно, като всеки ден освен традиционните: лекции, семинарни и лабораторни упражнения, да присъства и модул за обсъждане на натрупания опит, анализ на експерименталните данни или текущо тестване на усвоените знания, с цел прилагане на съвременните интерактивни методи на обучение. Основната цел на такова изравняващо нивата обучение би била да се изгради необходимата база от начални знания и практически електротехнически умения, както и да се повиши интереса и да се засили мотивацията на студентите да изучават дисциплината „Теоретична електротехника“. Комбинирането на лабораторни упражнения, лекции и семинарни упражнения в един и същи ден, по наше мнение, би събудило интереса и любопитството на обучаваните по отношение на дисциплината „Теоретична електротехника“ и би спомогнало за преодоляването на апатията и антипатията към учебното съдържание, претоварено със знания, би създало истински мотиви за активно участие в по-нататъшни експерименти и решаване на задачи, би способствало за редуциране на стреса в образователния процес.

5. Заключение

Навременното осъзнаване на демографските и социално-икономическите реалности в нашата страна и тяхното неблагоприятно отражение върху входящото ниво на знанията и мотивацията за учене на студентите, постъпващи в ТУ-София, би следвало да предизвикат широка дискусия сред преподавателите относно реорганизация на учебния процес чрез извършването на промени в учебното съдържание, методите на преподаване и оценяване в съответствие с най-добрите практики в европейските висши образователни институции. Провеждането на изравняващо входящите нива на студентите обучение по електротехника е практика в много европейски технически университети, които срещат подобни затруднения. Такова предварително обучение е въведено и в ТУ-София по дисциплините „Математика“ и „Физика“ и дава добри резултати.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Terzieva S., Vladov S., ***Some problems concerning the education of the BSc students***, Национална конференция с международно участие ЕЛЕКТРОНИКА'2006, София, ISBN-10: 954-90209-8-3, стр. 347-352

[2] www.tu-sofia.bg

[3] Лалов И., ***Проблеми и задачи пред образованието по физика в средните училища и университетите***, XLI Национална конференция по въпросите на обучението по физика, 2013, стр.18-21

[4] www.mon.bg/?go=page&pageId=1&subpageId=28

[5] Лалов Б., ***Функционалният подход в обучението по електротехника, електроника, автоматика и информатика***, Технически университет София, 2004

Автори: Анна Апостолова-Йорданова, гл. ас., ТУ-ЕС, Технически Университет - София, E-mail address: *anna_apost@tu-sofia.bg*; Снежана Терзиева, доц. д-р, катедра „Теоретична електротехника",Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ster19@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.04.2014 **Рецензент** проф. дпн Боян Цветков Лалов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ДИСТАНЦИОННАТА ФОРМА НА ОБУЧЕНИЕ В КУРСОВЕТЕ ПО "ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА" ПРИ АНАЛИЗА НА ЛИНЕЙНИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ

Симона Петракиева

Резюме: *Дистанционната форма на обучение не е абсолютна алтернатива на класическото обучение. Тя предоставя възможности за усъвършенстване на знанията и уменията на различни възрастови групи, населяващи различни географски точки, без да е необходимо да се откъсват от своето ежедневие. В теоретичната електротехника дистанционното обучение не може да бъде приложено директно, а е целесъобразно да се разглежда като форма, близка до задочното обучение. В настоящата статия са представени модули (лекции или семинарни упражнения) от курс за дистанционно обучение по дисциплината „Теоретична електротехника". Всеки от тях се състои от презентация, където е изложена теорията и демонстратор, илюстриращ тази теория върху примери. Проверката на придобитите знания става чрез тест в края на всеки модул, както и чрез общ тест по дисциплината. В курса са посочени и URL-връзки, като препратки към други курсове с подобно съдържание. Разработените дистанционни модули не са достатъчни за придобиване на нужните познания по дисциплината. Паралелно с тях е необходимо допълнително провеждане на място на лабораторни упражнения. Окончателната количествена оценка при завършване на цялостното обучение трябва да бъде формирана на базата на тестовете и на допълнителни проверки след провеждане на лабораторните упражнения.*

Ключови думи: *дистанционно обучение по теоретична електротехника, анализ на линейни електрически вериги*

E-LEARNING IN THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING COURSES FOR LINEAR ELECTRICAL CIRCUITS ANALYSIS

Simona Petrakieva

Abstract: *E-learning is not the absolute alternative of the classical learning. It gives an opportunity for earning the knowledge of people in various ages, living in different geographic areas without breaking off their daily life. This learning cannot be applied directly in theoretical electrical engineering. It can be considered as a form which is near to the extra-murally learning. In the paper some modules (lectures and tutorials) from the e-learning course on "Theory of Electrical Engineering" are presented. Each module includes presentation, where the theory is explained, and demonstrator, illustrating it on the examples. The check-up is by local tests (for each module) and final global test (for all modules). In the course is cited URL-addresses as references to different courses with similar contents. The suggested e-learning modules are not sufficient for completely learning in the discipline. In parallel it is necessary to implement some labs. The final rate for the course has to be as a complex result between tests and additional control after taking parts the labs.*

Keywords: *e-learning in theory electrical engineering, linear electrical circuit analysis*

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Колкото повече се разширява кръгозорът на човешките познания, толкова повече всеки от нас разбира, колко нищожни са неговите знания в дадена област и осъзнава необходимостта от непрекъснато си усъвършенстване. Възрастта не е бариера за интелектуалното развитие на хората, но обществената среда на живот налага някои ограничения относно времето и мястото за обучение. Старата поговорка: „Учи докато си млад.“ има малко по-различна трактовка в наши дни. Понастоящем всеки от нас се учи и усъвършенства по време на целия си живот. В този смисъл напоследък възникват различни форми на обучение, които предлагат алтернативи за обогатяване на човешките познания, като едновременно с това предоставят възможност на хората да не се откъсват от средата, в която живеят и да не променят своето ежедневно битие. Една от тях е дистанционното обучение. Тръгвайки като идея от световно известни университети като Харвард [1], тази форма на обучение все по-широко се налага и на българска почва в различни области от живота – техника, хуманитарни науки, изкуство, бизнес, икономика и счетоводство и др. [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Във всяка от тях формата на обучение е
различна в зависимост от спецификата на материята, по която се извършва обучението. Основните предимства на дистанционното обучение са следните:

- Провежда се в удобно за обучаваните време, съобразено с тяхната заетост без да ги откъсва от работната и семейната им среда.
- Развива аналитичното мислене на хората чрез фокусиране върху тяхното самообучение и самостоятелна подготовка по време на съответните курсове.
- Предоставя възможност за дистанционна работа на студентите в екип с останалите обучавани при координиране от страна на преподавателския екип.
- Дава възможност за обучение на всякакъв тип хора независимо от тяхната възраст, здравословно състояние (дори трудноподвижни), социално слаби (с ограничени възможности за покриване на своите пътни разходи при посещение на занятията).

Организацията на курсовете за електронно обучение е различна и зависи от спецификата на материята, която се засяга в тях. В областта на икономиката и счетоводството, хуманитарните науки е възможно 100 % дистанционно обучение. В други области като техника, физика, химия, биология, археология, филмово изкуство, околна среда и др. е невъзможно студентите да се обучават единствено по Internet. Неминуемо успоредно с качените в глобалната мрежа материали, с които те ще се запознават дистанционно, трябва да се провеждат и занятия както в университетите, така и в съответна среда – производствена, лабораторна, исторически разкопки, природа и околна среда и т.н.

Настоящата статия е организирана по следния начин. В параграф 2 е описана спецификата на дисциплината „Теоретична електротехника“, която не позволява изцяло дистанционно обучение по предмета. В следващия параграф 3 са разгледани разработените модули за анализ на линейни електрически вериги, които

са качени в системата Moodle, разработена по проект BG051PO001-4.3.04-0042 "Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции" за дистанционно обучение. Статията завършва със заключителни бележки относно предимствата и недостатъците на дистанционното обучение в курсовете по „Теоретична електротехника – части 1 и 2“.

2. Дистанционно обучение в курсовете по „Теоретична електротехника“

Обучението по дисциплината „Теоретична електротехника“ не може да бъде извършвано само дистанционно. Курсът трябва да обединява както материали, качени в Internet-пространството, така и лабораторни упражнения, които да се провеждат в съответни лаборатории. Лекциите и семинарните упражнения по дисциплината могат да бъдат разработени в електронна форма и предоставени за самостоятелно обучение. За придобиване на допълнителни познания по дисциплината и сходни на нея (тъй като тя е в основата на останалите дисциплини в областта на електрическите науки) е препоръчително в дистанционния курс да бъдат указани препратки към дистанционни курсове със сходно съдържание. Като проверка на придобитите знания могат да служат тестове към всяка от лекциите или семинарните упражнения, които също да се провеждат по Internet. Накрая на своето обучение всеки от студентите трябва да положи общ тест, който да покрива материалите от всеки от разработените по дисциплината модули. Желателно е всеки обучаван да подготвя самостоятелно и няколко курсови задачи, подобни на решаваните в семинарните упражнения, като предаването им също да става по електронен път.

Успоредно с това трябва да бъдат осигурени лаборатории (в съответните университети), където студентите да извършват експериментални измервания на различни електрически величини в самостоятелно свързвани от тях електрически вериги. Получените резултати от измерванията трябва да бъдат обобщавани в протоколи, където да присъстват сравнения с аналитично изчислени такива на базата на електронните лекции и семинарни упражнения. Оформянето и по-специално предаването на протоколите може да бъде осъществено дистанционно – по електронен път.

Един от възможните начини за оценяване по „Теоретична електротехника“ е чрез използване на точкова система, отговаряща на скалата 0 – 100 %. Максимум от 20 % от точките да се получават по време на лабораторните упражнения; максимум 10 % от точките - от on-line тестове; максимум 10 % от точките - от решени курсови задачи и 60 % от точките - при решаване на обобщени тестове върху целия материал от курса. За осигуряване на по-голяма степен на адекватност на получената количествена оценка на дистанционно придобитите знания е препоръчително глобалният тест по „Теоретична електротехника“ да се положи на място в съответното висше учебно заведение непосредствено след провеждане на лабораторните упражнения или по-късно в удобно за изпитващите и изпитваните време.

Окончателната оценка се оформя по следния начин:

- 0 – 50 % - слаб (2)

- 51 – 65 % - среден (3)
- 66 – 80 % - добър (4)
- 81 – 90 % - много добър (5)
- 91 – 100 % - отличен (6)

Така предложената система за оценяване притежава висока степен на адекватност на окончателната оценка спрямо придобитите знания по дисциплината, тъй като крайният тест участва с най-голяма тежест в нея. А на него студентът може да прояви самостоятелност в решаването му без да разполага с допълнителни материали както по време на изпълнение на локалните тестове, при решаване на курсовите задачи и по време на лабораторните упражнения.

3. Организация на курсовете по дисциплината „Теоретична електротехника – части 1 и 2“ в системата Moodle

Разработен е курс за дистанционно обучение по дисциплината „Теоретична електротехника – части 1 и 2“, който е качен в системата за електронно обучение Moodle на адрес: http://fa.tu-sofia.bg/moodle/. Той се състои от отделни модули, като всеки модул може да бъде разработен във вид на лекция или семинарно упражнение. В курса са включени следните теми:

Модул 1: Основни определения, свойства и закони за електрически вериги. Синусоидални режими в линейни електрически вериги без индуктивна връзка. (лекция)

Модул 2: Синусоидални режими в линейни електрически вериги. (семинарно упражнение)

Модул 3: Методи и теореми за изследване на линейни електрически вериги. (лекция)

Модул 4: Резонанс. (лекция)

Модул 5: Синусоидални режими в линейни електрически вериги с индуктивни връзки. (лекция)

Модул 6: Четириполюсници. (лекция)

Модул 7: Трифазни електрически вериги. (лекция)

Модул 8: Трифазни електрически вериги и четириполюсници. (семинарно упражнение)

Модул 9: Анализ на електростатично поле. Уравнения на Поасон и Лаплас. Примери. (лекция)

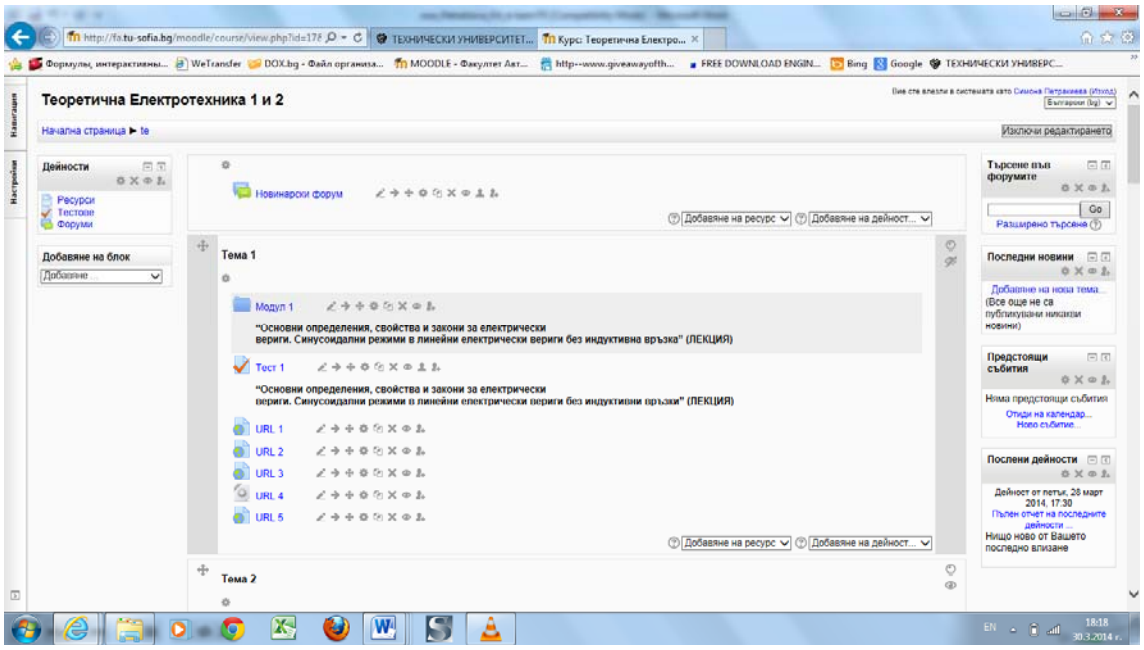
Модул 10: Анализ на стационарно магнитно поле. Вектор-потенциал. Примери. (лекция)

Модул 11: Компютърно моделиране на електростатично поле по метод с крайни елементи. (лабораторно упражнение)

Модул 12: Компютърно моделиране на стационарно магнитно поле по метод с крайни елементи. (лабораторно упражнение)

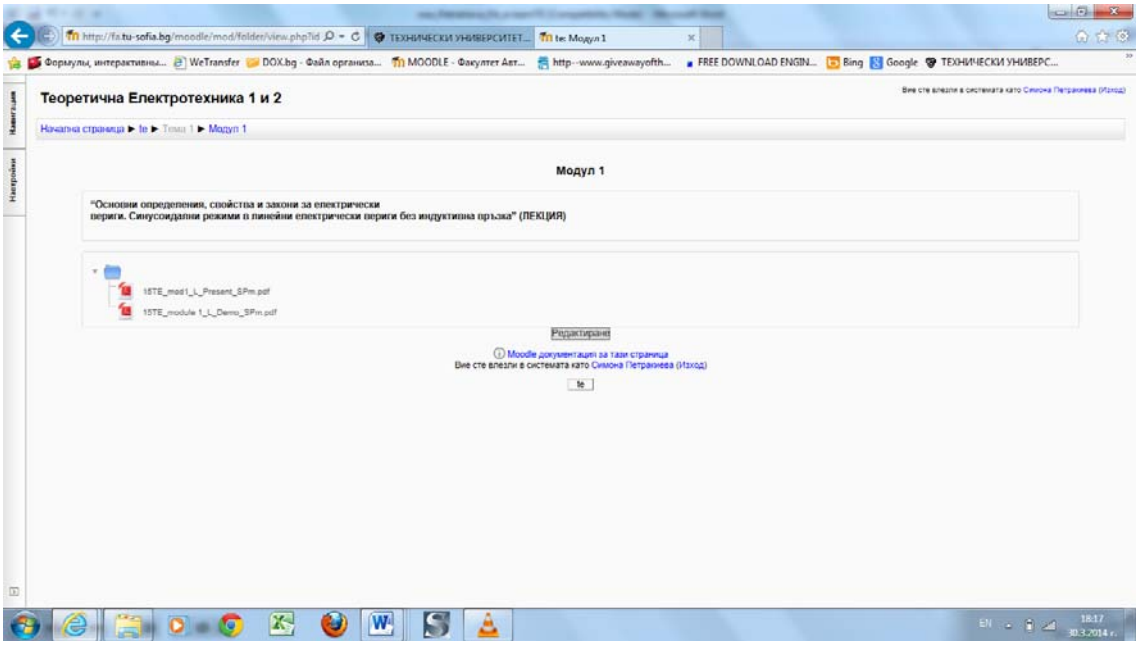
Забележка: Тъй като част от модулите са все още в процес на разработка, до момента са напълно готови и качени в системата Moodle само модули 1- 8, свързани с анализа на линейни електрически вериги.

За всеки от готовите модули са разработени следните ресурси: презентация, демонстрационни примери, URL - връзки и локални тестове за проверка на придобитите знания по съответния модул и са качени в Moodle (вж. фиг.1).



Фиг.1. Организация на структурата на модул в курса ТЕ – 1 и 2 в Moodle

Презентацията представлява изложение на теоретичните познания по съответния модул, придружена с кратки примери, илюстриращи приложимостта на изложената теория. **Демонстрационните примери** представляват решаване на множество по-сложни задачи, базирани на изложените в презентацията закони, теоретични зависимости, алгоритми на методи за анализ на линейни електрически вериги. Тези два ресурса се създават посредством опцията „Добавяне на ресурс“ от фиг.1 (вж. фиг.2).



Фиг.2. Презентация и демонстрационни примери към курса ТЕ – 1 и 2 в Moodle

От същото меню се дефинират и **URL – връзките** към Internet адреси на курсове с подобно съдържание.

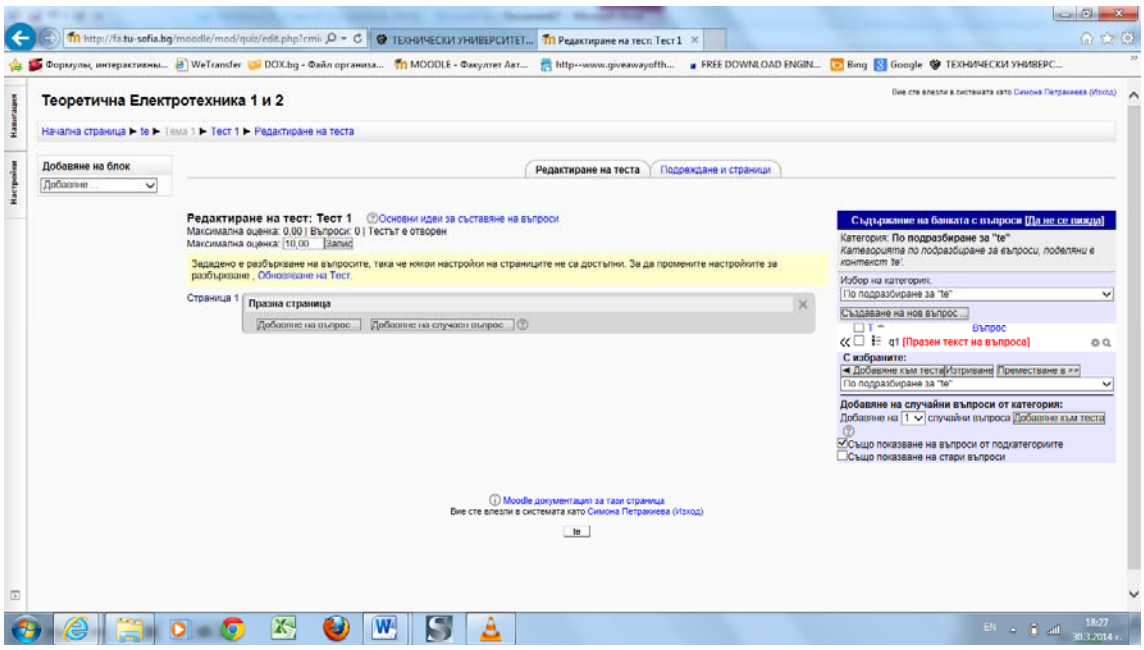
Локалните тестове към съответните модули могат да бъдат настроени по различни начини в зависимост от критериите за тяхното провеждане и желания начин за оценяване на обучаваните. В тях е възможно да се правят следните настройки:

- във времето - чрез указване на момент на отваряне и на затваряне, времева продължителност на съответния тест и гратисен период за изпращане на резултатите от него;
- на оценяването – вид на оценката, разрешен брой опити за провеждане на теста и метод за оценяване;
- визуализация на въпросите – ред на поява, обособяване на различна страница за всеки въпрос и метод на обслужване на въпросите;
- поведение на въпросите – разбъркване на въпросите при всяко ново стартиране на теста, наличие на моментна или отложена обратна връзка и опция за продължение на всеки нов опит на предхождащия го;
- преглеждане на теста – относно момента на преглеждане: по време на изпълнение; веднага след изпълнение; по-късно, когато тестът все още е отворен или след затваряне на теста;
- показване на резултатите от теста – в зависимост от желаната от потребителя форма на визуализация на резултатите;
- допълнителни ограничения, свързани с въвеждане на пароли и защити за повишаване на сигурността при предаването на данните;
- цялостна забележка, в която се дефинират интервалите за формиране на крайната оценка от съответния тест.

Всеки тест може да бъде качван в системата Moodle само по време на неговата активация, като моментите на отварянето и затварянето му (респ. активен режим на тестване) също се определят динамично от преподавателя, който го провежда.

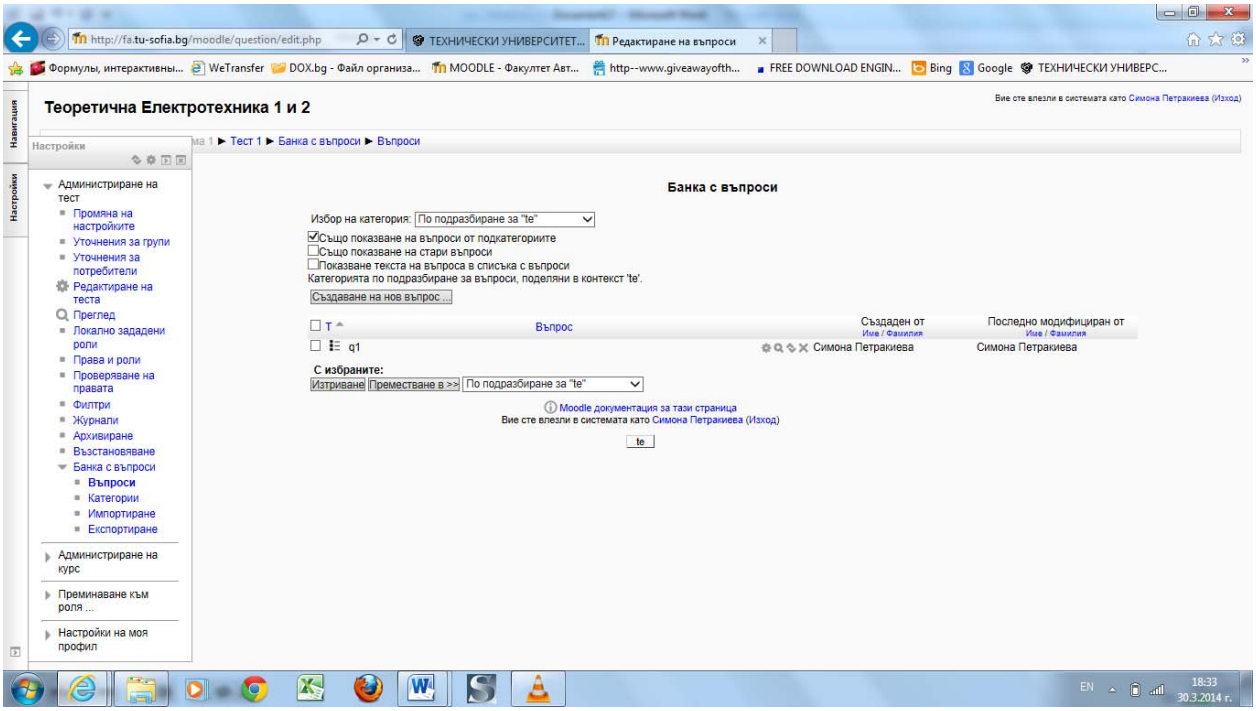
Редактирането на теста се осъществява чрез задаване на име на теста и въвеждане на съответните въпроси към него (вж. фиг.3). Възможно е дефиниране на различни типове тестови въпроси:

- с кратки отговори;
- вградени отговори;
- отворен отговор;
- изчислителен отговор;
- булев отговор;
- кратък отговор;
- множество възможни отговори;
- прост изчислителен отговор;
- отговор чрез съпоставяне на варианти;
- числов отговор.



Фиг.3. Редактиране на локален тест към курса ТЕ – 1 и 2 в Moodle

Глобални тестове по дисциплината „Теоретична електротехника“ се формират на базата на описаните по-горе локални тестове. Всеки въпрос в общия тест по дисциплината е въпрос от някой от локалните тестове. Общата структура на глобалния тест се дефинира съгласно визуализирания на фиг.4 прозорец.



Фиг.4. Създаване на общ тест към курса по ТЕ – 1 и 2 в Moodle

Всеки глобален тест може да бъде настроен така, че да се вижда само в указан от преподавателя времеви интервал. Моментите на отваряне и затварянето му (респ. активен режим на тестване) също се определят от преподавателя, който провежда теста.

4. Заключение

Спецификата на дисциплината „Теоретична електротехника“ не позволява изцяло дистанционно обучение по предмета. Възможно е теоретичната част на курса като лекции, семинарни упражнения и курсови работи да бъде качена в Internet чрез подходяща платформа като Moodle, където да бъде проверявана подготовката на обучаваните върху качения материал чрез провеждане на on-line тестове. Успоредно с това неминуемо е необходимо провеждане на лабораторни упражнения по дисциплината на място в съответните лаборатории върху съответните макети. Препоръчително е да присъстват и препратки към курсове с подобно съдържание, които присъстват в Internet-пространството.

Един от начините за оценяване по дисциплината е по точкова система по следния начин: 20 % от точките се получават по време на лабораторните упражнения; 10 % от точките са от дистанционно проведените on-line тестове; 10 % от точките са от решени курсови задачи и 60 % от точките се получават при решаване на обобщени тестове върху целия материал от курса по време на изпит, който се провежда под ръководството на обучаващите преподаватели в съответното висше учебно заведение. Минимумът за успешно полагане на изпита по дисциплината „Теоретична електротехника“ е 51 %.

5. Благодарности

Настоящият материал е подготвен на базата на разработения курс за дистанционно обучение по дисциплината „Теоретична електротехника – 1 и 2 част“ по проект BG051PO001-4.3.04-0042 "Организационна и технологична инфраструктура за учене през целия живот и развитие на компетенции" и е софтуерно реализиран върху платформата на Moodle [6].

ЛИТЕРАТУРА

[1] http://www.extension.harvard.edu/distance-education
[2] http://e-edu.nbu.bg/
[3] http://onlinekursove.start.bg/
[4] http://liternet.bg/web/edu/distance.htm
[5] http://www.e-obuchenie.bg/e-learning/e-obuchenie.html
[6] http://fa.tu-sofia.bg/moodle/

Автори: Симона Петракиева, доц. д-р, катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *petrakievas-te@tu-sofia.bg*

Постъпила на 14.05.2014 **Рецензент** доц. д-р Веселка Иванчева

ИЗСЛЕДВАНЕ НА КАПАЦИТИВНОТО ВЛИЯНИЕ НА ВЪЗДУШНА ЛИНИЯ ЗА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ ВЪРХУ ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИТЕ СЪОРЪЖЕНИЯ

Атанас Червенков, Тодорка Червенкова, Ивелина Христова

Резюме: *Разглеждат се електромагнитните смущения създавани от въздушните електропроводи за високо и свръхвисоко напрежение. Анализира се капацитивното проникване на електромагнитните смущения в линиите за средно и ниско напрежение и линиите за пренос на данни, разположени в близост до въздушните електропроводи за високо напрежение. Определят се взаимните капацитети и електрическото поле в близост до въздушния електропровод, създадено от проводниците на линия за високо напрежение. Изчислява се напрежението на линия за ниско напрежение, възникнало от смущението посредством капацитивната връзка. Получено е разпределението на това напрежение в околността на електропровода за високо напрежение.*

Ключови думи: *електромагнитна съвместимост, електромагнитните смущения, капацитивно проникване, въздушни електропроводи, високо напрежение.*

INVESTIGATION OF THE CAPACITIVE INFLUENCE OF HIGH-VOLTAGE OVERHEAD LINES ON THE ELECTRICAL EQUIPMENTS

Atanas Chervenkov, Todorka Chervenkova Ivelina Hristova

Abstract: The electromagnetic disturbances generated by overhead power lines for high and ultra high voltage is considered. Capacitive penetration of electromagnetic disturbance in the lines for medium and low voltage, and lines for data, located near overhead high-voltage lines, is analysed. The mutual capacitances and electric field close to high-voltage overhead lines are determined. The voltage on low voltage line, arising from the disturbance by capacitive coupling, is calculated. The distribution of this voltage in the vicinity of high-voltage lines is obtained.

Keywords: *electromagnetic compatibility, electromagnetic disturbance, capacitive penetration, overhead power lines, high voltage.*

1. Въведение

Между всички обекти от електроенергийна система съществува електромагнитна връзка, поради което те взаимно си влияят. Това влияние води до появата на електромагнитни смущения, нарушаващи нормалната работа на електротех-

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

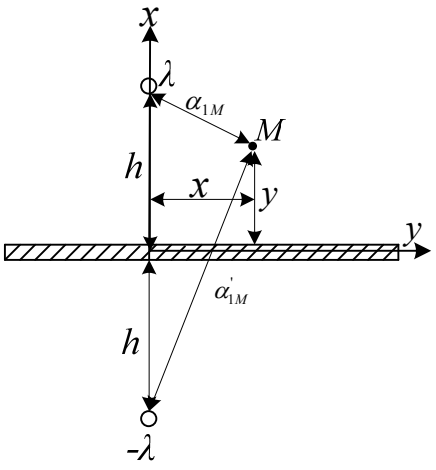
ISSN 1311-0829

ническите съоръжения. С цел ограничаване на електромагнитните смущения в електротехническите устройства, разположени в околността на електроенергийните обекти е необходимо да се изследват начините на проникване на смущенията. Капацитивното проникване е един от тези начини, което е и целта на настоящото изследване.

Капацитивното проникване се осъществява чрез паразитните капацитети C_{12} и C_{20}, които се получават между проводниците от два контура с различни потенциали разлики. Тук C_{12} е капацитет между двата проводника, а C_{20} е капацитет на втория проводник спрямо земя. Първият проводник принадлежи на влияещия контур, а вторият проводник – към контура изпитващ смущението [4].

2. Определяне електрическото поле създадено от еднопроводна линия при променлив ток

Разглежда се влиянието на еднопроводна линия за високо напрежение върху линия за пренос на данни (линия за ниско напрежение). Двете линии са разположени успоредно над повърхността на земята. Дължината на заредения проводника е голяма и електрическото поле създадено от него може да се счита за плоскопаралелно по направлението на линията. Проводника е разположен на разстояние *h* от земята и притежава заряд, чийто линейна плътност е λ (фиг.1).



Фиг.1

Определянето на полето в точка *M* се осъществява с помощта на метода на огледалните образи. За целта се използват потенциалните уравнения на Максуел [6] и за потенциалите на двата проводника $\dot{V}_1$ и $\dot{V}_2$ се получава

$$\begin{vmatrix} \dot{V}_1 = \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12}q_2 \\ \dot{V}_2 = \alpha_{21}q_1 + \alpha_{22}q_2 \end{vmatrix}, \quad (1)$$

където: $\alpha_{кк}$ и $\alpha_{кm}$ са потенциални коефициенти.

Коефициентът $\alpha_{кк}$ се явява величина обратно пропорционална на капацитета на проводника спрямо земята $C_{кк}$ и се определя със следната формула

$$\alpha_{кк} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{2h}{r_k}, \quad (2)$$

където:

h е височина на окачване на проводника;

r_k е радиус на проводника;

l е дължина на проводника;

ε е електрическа проницаемост на околната среда.

Коефициентът $\alpha_{кт}$ се явява величина обратно пропорционална на взаимния капацитета между двата проводника $C_{кт}$ т.е.

$$\alpha_{кт} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} \; ln \frac{a'_{1M}}{a_{1M}}, \quad (3)$$

където:

a_{1M} е разстоянието от т. М до проводника;

a'_{1M} е разстоянието от т. М до огледалния образ на проводника.

Приема се, че линията за пренос на данни не е заредена т.е. $q_2 = 0$.

От системата (1) за потенциала $\dot{V}_2$ се получава

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 \frac{\alpha_{21}}{\alpha_{11}}. \quad (4)$$

След заместване на (2) и (3) в (4) се получава

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 \frac{ln \frac{a'_{1M}}{a_{1M}}}{ln \frac{2h}{r_1}}. \quad (5)$$

3. Определяне на електрическото поле създадено от трифазна линия за променлив ток

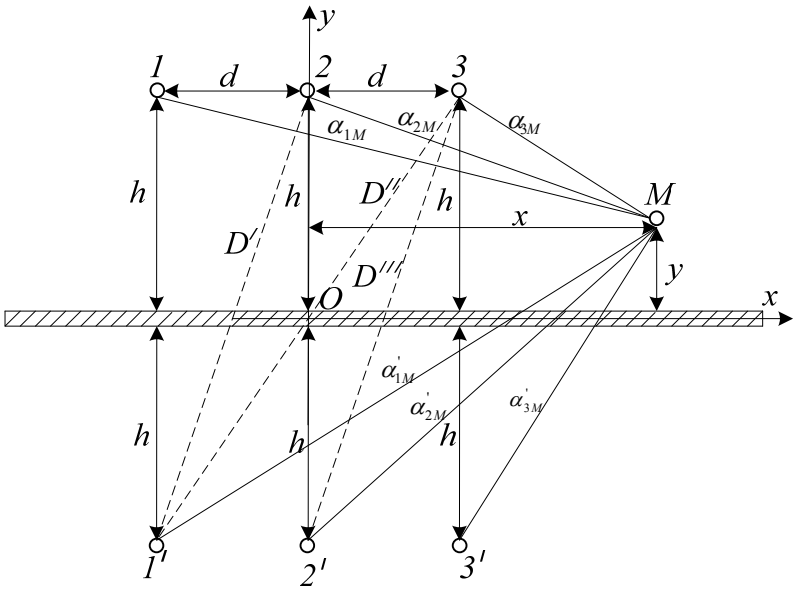
Разглежда се трифазна трипроводна линия. Трите проводника са окачени на едно и също разстояние спрямо земята h. Разположени са така, че разстоянието помежду тях d е едно и също (фиг.2).

Електрическо поле, което трифазната линия създава в еднопроводната линия, разположена на разстояние x , се определя по метода на огледалните образи. За целта се използват потенциалните уравнения на Максуел и се определят комплексните стойности на скаларните електрически потенциали

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12}q_2 + \alpha_{13}q_3 + \alpha_{14}q_4 \\ \dot{V}_2 = \alpha_{21}q_1 + \alpha_{22}q_2 + \alpha_{23}q_3 + \alpha_{24}q_4 \\ \dot{V}_3 = \alpha_{31}q_1 + \alpha_{32}q_2 + \alpha_{33}q_3 + \alpha_{34}q_4 \\ \dot{V}_4 = \alpha_{41}q_1 + \alpha_{42}q_2 + \alpha_{43}q_3 + \alpha_{44}q_4 \end{cases}, \quad (6)$$

където: q_1, q_2 и q_3 са зарядите на проводниците 1, 2, и 3 на трифазната линия в зависимост от техния потенциал спрямо земята;

q_4 е зарядът на проводника 4 на линията за пренос на данни.



Фиг.2

Приема се, че зарядът на еднопроводната линия, разположена в т. *M*, е равен на нула т.е. $q_4 = 0$. Следователно системата (6) придобива вида

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12}q_2 + \alpha_{13}q_3 \\ \dot{V}_2 = \alpha_{21}q_1 + \alpha_{22}q_2 + \alpha_{23}q_3 \\ \dot{V}_3 = \alpha_{31}q_1 + \alpha_{32}q_2 + \alpha_{33}q_3 \\ \dot{V}_4 = \alpha_{41}q_1 + \alpha_{42}q_2 + \alpha_{43}q_3 \end{cases} \quad (7)$$

Неизвестните q_1, q_2, q_3 и $\dot{V}_4$ се определят след като се реши системата (7).
Тъй като взаимните потенциални коефициенти удовлетворяват принципа на електростатична взаимност

$$\alpha_{km} = \alpha_{mk}\,, \quad (8)$$

то следва, че

$$\alpha_{12} = \alpha_{21}, \alpha_{13} = \alpha_{31} \text{ и } \alpha_{23} = \alpha_{32}. \quad (9)$$

Разстоянията *d* между проводниците 1, 2, и 3 са едни и същи, от където следва, че при анализа може да се работи със средни стойности на коефициентите α_{12}, α_{13} и α_{23} т.е.

$$\alpha_{12\text{ср}} = \frac{1}{3}(\alpha_{12} + \alpha_{13} + \alpha_{23}). \quad (10)$$

Височината на окачване *h* на трите фази е една и съща и следователно

$$\alpha_{11} = \alpha_{22} = \alpha_{33}. \quad (11)$$

Потенциалите на проводниците $\dot{V}$, всъщност са напреженията на проводниците спрямо земята т.е. това са фазните напрежения $\dot{U}$

$$\dot{V}_1 = \dot{U}_1\,;\ \dot{V}_2 = \dot{U}_2\ ;\ \dot{V}_3 = \dot{U}_3\,. \quad (12)$$

Заместват се (9), (10), (11) и (12) в системата (7) и се получава

$$\left|\begin{array}{l}\dot{U}_1 = \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12\text{ср}}q_2 + \alpha_{12\text{ср}}q_3 \\ \dot{U}_2 = \alpha_{12\text{ср}}q_1 + \alpha_{11}q_2 + \alpha_{12\text{ср}}q_3 \\ \dot{U}_3 = \alpha_{12\text{ср}}q_1 + \alpha_{12\text{ср}}q_2 + \alpha_{11}q_3 \\ \dot{U}_4 = \alpha_{41}q_1 + \alpha_{42}q_2 + \alpha_{43}q_3\end{array}\right. . \qquad (13)$$

От първите три уравнения на (13) се определят q_1, q_2 и q_3, като се приложат формулите на Крамер

$$q_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta}\ ;\quad q_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta}\ ;\ q_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta}\,, \qquad (14)$$

където:

$$\Delta = \begin{vmatrix}\alpha_{11} & \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{12\text{ср}} \\ \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{11} & \alpha_{12\text{ср}} \\ \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{11}\end{vmatrix}\quad ;\quad \Delta_1 = \begin{vmatrix}\dot{U}_1 & \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{12\text{ср}} \\ \dot{U}_2 & \alpha_{11} & \alpha_{12\text{ср}} \\ \dot{U}_3 & \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{11}\end{vmatrix};$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix}\alpha_{11} & \dot{U}_1 & \alpha_{12\text{ср}} \\ \alpha_{12\text{ср}} & \dot{U}_2 & \alpha_{12\text{ср}} \\ \alpha_{12\text{ср}} & \dot{U}_3 & \alpha_{11}\end{vmatrix} \quad \text{и} \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix}\alpha_{11} & \alpha_{12\text{ср}} & \dot{U}_1 \\ \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{11} & \dot{U}_2 \\ \alpha_{12\text{ср}} & \alpha_{12\text{ср}} & \dot{U}_3\end{vmatrix}$$

Резултатите получени за q_1, q_2 и q_3 се заместват в четвъртото уравнение на (13), в резултат на което се получава напрежението на еднопроводната линия

$$\dot{U}_4 = \frac{\alpha_{14}\dot{U}_1 + \alpha_{24}\dot{U}_2 + \alpha_{34}\dot{U}_3}{\alpha_{11} - \alpha_{12\text{ср}}}\,. \qquad (15)$$

Получения израз дава възможност да се определи въздействието на линия високо напрежение върху линии ниско напрежение, линии за пренос на данни или въздействието върху околната среда.

Приема се, че фазните напрежения на трипроводната линия са симетрична система т.е.

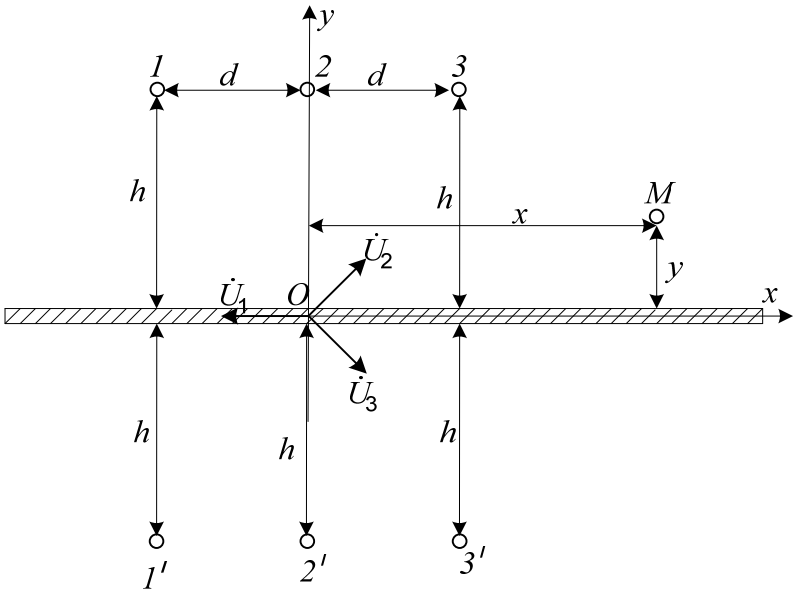
$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3 = 0. \qquad (16)$$

Ако координатната система се постави под проводника 2 (фиг.3) и отчитането започне от повърхността на земята то следва, че

$$\dot{U}_1 = U_1 e^{j180^0} = -U_1 = -U_\phi\ ; \qquad (17a)$$

$$\dot{U}_2 = a^2\dot{U}_1 = U_1 e^{j180^0} e^{-j120^0} = U_\phi e^{j60^0}; \qquad (17b)$$

$$\dot{U}_3 = a\dot{U}_1 = U_1 e^{j180^0} e^{j120^0} = U_\phi e^{-j60^0}\ . \qquad (17c)$$



Фиг.3

Следователно за напрежението $\dot{U}_4$ се получава

$$\dot{U}_4 = \frac{U_\phi}{\alpha_{11} - \alpha_{12\text{ср}}}\left(-\alpha_{14} + \alpha_{24}\mathrm{e}^{j60^0} + \alpha_{34}\mathrm{e}^{-j60^0}\right). \qquad (18)$$

В съответствие със схемата от фиг.2 се определят коефициентите, участващи в уравнение (18):

$$\alpha_{14} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{a'_{1M}}{a_{1M}} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{\sqrt{(h+y)^2 + (d+x)^2}}{\sqrt{(h-y)^2 + (d+x)^2}} ; \qquad (19)$$

$$\alpha_{24} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{a'_{2M}}{a_{2M}} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{\sqrt{(h+y)^2 + x^2}}{\sqrt{(h-y)^2 + x^2}} ; \qquad (20)$$

$$\alpha_{34} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{a'_{3M}}{a_{3M}} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{\sqrt{(h+y)^2 + (x-d)^2}}{\sqrt{(h-y)^2 + (x-d)^2}} ; \qquad (21)$$

$$\alpha_{11} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{2h}{r} , \qquad (22)$$

където: r е радиус на проводника.

Определя се и средната стойност на взаимните потенциални коефициенти на въздушната линия за високо напрежение $\alpha_{12ср}$

$$\alpha_{12\text{ср}} = \frac{1}{3}(\alpha_{12} + \alpha_{13} + \alpha_{23}), \qquad (23)$$

където:

$$\alpha_{12} = \alpha_{23} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{\sqrt{(2h)^2 + d^2}}{d}; \quad (24а)$$

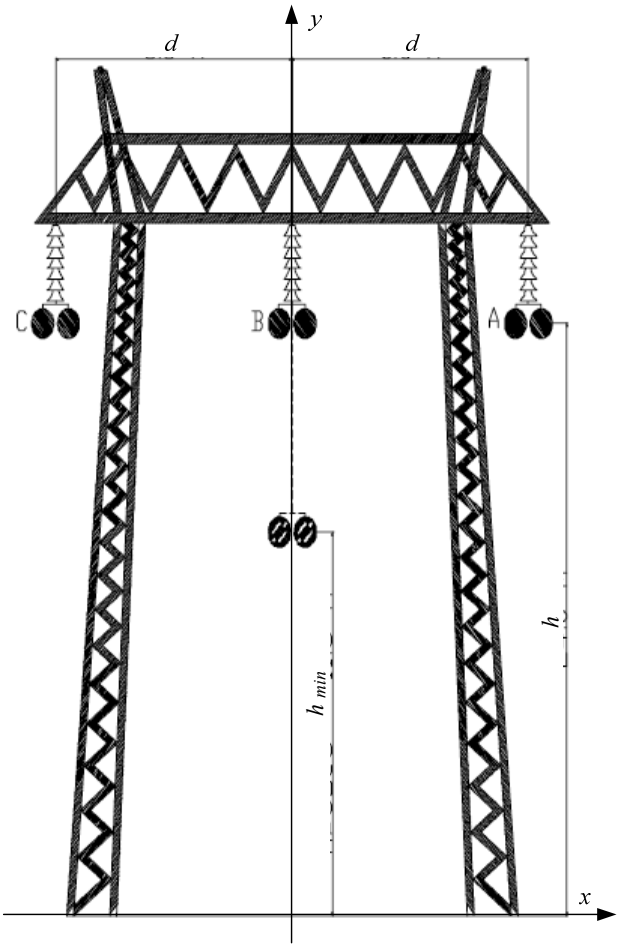
$$\alpha_{13} = \frac{1}{2\pi\varepsilon l} ln \frac{\sqrt{(2h)^2 + (2d)^2}}{2d}. \quad (24б)$$

4. Изследване въздействието на линия за високо напрежение върху линия за ниско напрежение

Разглежда се околното пространство около стълб от електропровод за високо напрежение – 220 kV.

Като приемник на електромагнитните смущения от електропровода ВН се разглежда линия за пренос на данни (линия за ниско напрежение).

Схемата на стълба от електропровода за високо напрежение (въздушна линия) е показана на фиг.4.



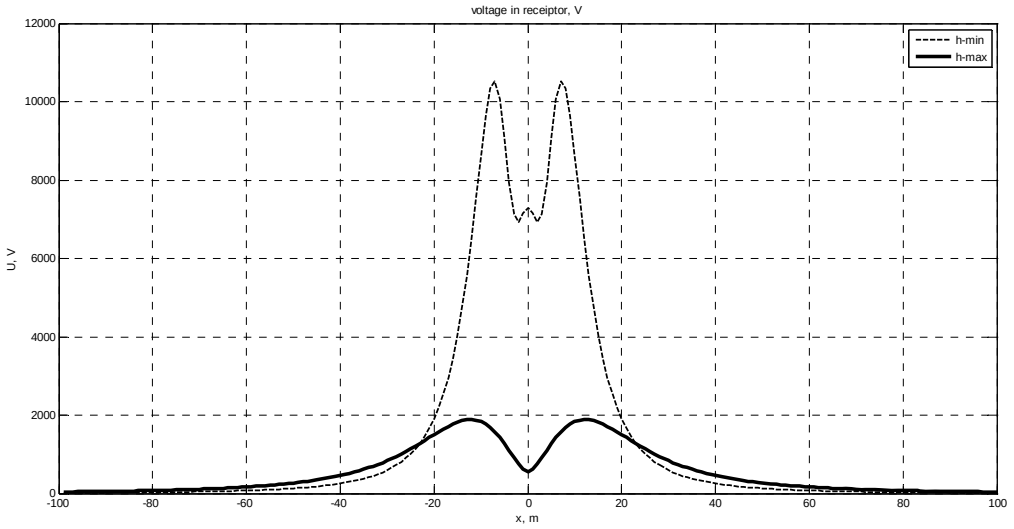
Фиг.4

Определя се напрежението на еднопроводната линия за ниско напрежение, разположена в близост до въздушната линия за високо напрежение – 220 kV като се използва (15).

При изчисленията се приемат дължините: l=1 m; $h = 19\ m$; $h_{min} = 7\ m$ $d = 6\ m$ [5].

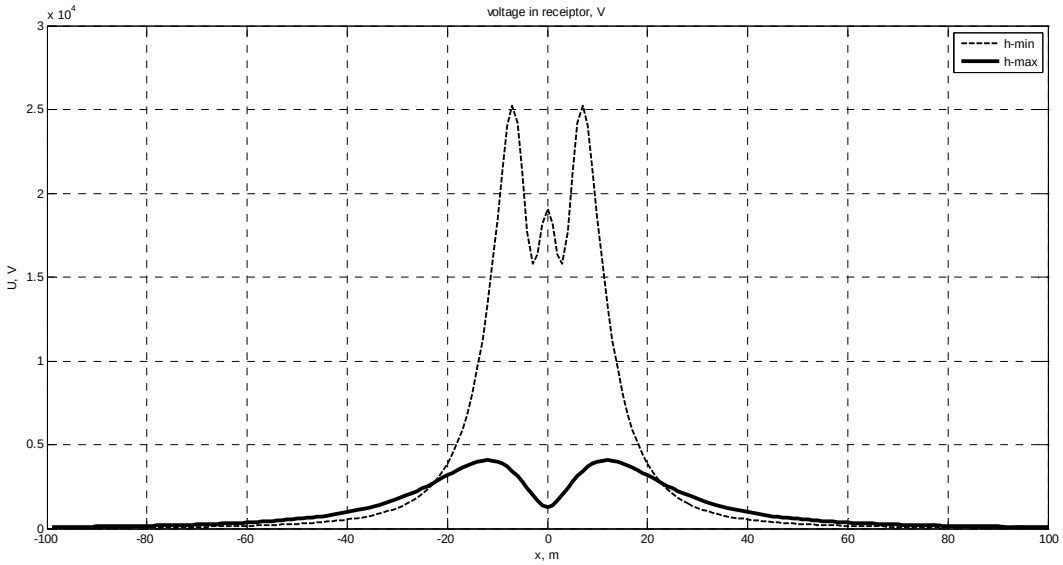
Проводниците на въздушната линия за 220 kV са със сечение 500 mm^2.

Проницаемостта на околната среда (въздух) е $\varepsilon = \varepsilon_0 = 8.86 \,.\, 10^{-12}\ F/m$.
Фазното напрежение на линията за високо напрежение е $U_\Phi = 133\ kV$.
Изчислено е напрежението на смущение $\dot{U}_4$ в проводника на линията за ниско напрежение (линията за пренос на данни), създадено от въздушния електропровод за високо напрежение 220 kV, за различни стойности на височината на окачване на проводника h и при различни стойности на височината на проводника y на линията за ниско напрежение от земята.
На фиг.5 са показани разпределенията на модула на напрежението на проводника от линията за ниско напрежение в равнина перпендикулярна на направлението на въздушния електропровод за високо напрежение. Изчисленият са извършени при височина на проводника на линията за ниско напрежение от земята $y = 1.8\ m$, съответстваща на човешки ръст.



Фиг.5

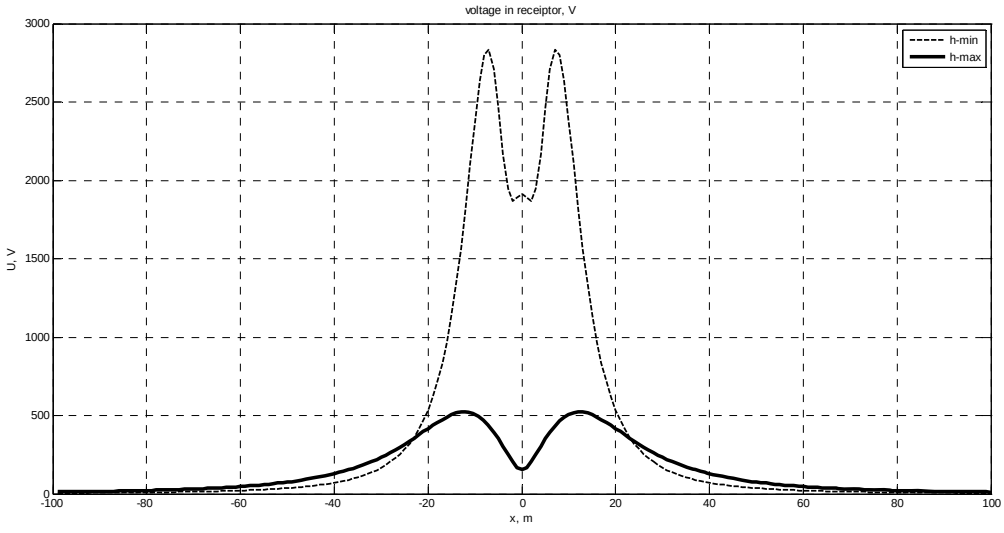
Стойностите на напрежението от капацитивното проникване при минимална височина на проводника $h_{min} = 10\ m$ (това е височината на провеса на проводника в междустълбието) са значително по-големи от тези при височината на окачване на проводника при стълба h. Най-опасната зона за човека е зоната, разположена под проводниците на стълба в радиус на 15 m, при което интензитетът на полето има стойности превишаващи допустимите стойности.
На фиг.6 са показани разпределенията на модула на напрежението на проводника от линията за ниско напрежение в равнина перпендикулярна на направлението на въздушния електропровод за високо напрежение. Изчисленият са извършени при височина на проводника на линията y за ниско напрежение от земята $y = 5.0\ m$, съответстваща на височината на разполагане на проводниците на линия за ниско напрежение от транспортни средства.
Стойностите на напрежението от капацитивното проникване в проводника на линия за ниско напрежение са много по-големи от тези при височина 1.8m. Разположението на проводниците на линията за ниско напрежение в зоната на минималната височина на проводниците на линията за високо напрежение е опасно, поради високите стойности на напрежението на смущение.



Фиг.6

Изчислено е напрежението на смущение $\dot{U}_4$ в проводника на линията за ниско напрежение (линията за пренос на данни), създадено от въздушния електропровод за високо напрежение 220 kV, за различни стойности на височината на окачване на проводника h и при разполагане на линията за ниско напрежение на земята.

На фиг.7 са показани разпределенията на модула на напрежението на проводника от линията за ниско напрежение в равнина перпендикулярна на направлението на въздушния електропровод за високо напрежение при разполагане на линията за ниско напрежение на земята



Фиг.7

При разположение на проводниците на линията за ниско напрежение (линията за пренос на данни) до земята, напрежението на смущение от капацитивната връзка има значително по-ниски стойности.

5. Заключение

Определени са взаимните коефициенти, съответстващи на взаимните капацитети между проводниците на линията за високо напрежение и линията за пренос на данни(линия за ниско напрежение), разположена в близост до въздушната линия за високо напрежение 220 kV.

Изчислено е напрежението на линията за ниско напрежение, възникнало от електромагнитното смущение посредством капацитивната връзка. Получено е разпределението на това напрежение в околността на електропровода за високо напрежение за различни стойности на височината на окачване на проводника h и при различни височини y на проводника на линията за ниско напрежение от земята.

Стойностите на напрежението от капацитивното проникване при минимална височина на проводника h_{min} (провеса на проводника в междустълбието) за значително по-големи от тези при височината на окачване на проводника при стълба. Определена е най-опасната зона за разположение на човек около електропровода за високо напрежение 220 kV.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ – София-2013 г. по Проект № 132ПД0004-16.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Habiger E. (1998), ***Electromagnetic Compatibility***, Hüthig, 1998.

[2] Paul C. R. (1992), ***Introduction to Electromagnetic Compatibility***, John Wiley, 1992.

[3] Харлов Н.Н. (2007), ***Электромагнитная совместимость в электроэнергетике***. Издательство ТПУ, Томск 2007.

[4] Chervenkova T., I. Hristova (2013), ***Sources of electromagnetic disturbances and cases of their penetration in electrical objects***, Proceedings of Technical University of Sliven, vol. 5, 2013.

[5] Генков Н., Захариев В. (1990), ***Механична част на електрически мрежи***, Издателство на ТУ София, 1990.

[6] Папазов С.П, Фархи С.Л.(1988), ***Теоретична електротехника***, част 3, София, Техника, 1988.

Автори: Атанас Червенков, доц. д-р, катедра „Теоретична електротехника”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *acher@tu-sofia.bg ;* Тодорка Червенкова доц. д-р, катедра „Електротехника, електроника и автоматика”, ИПФ Сливен, Технически Университет - София, E-mail address: *tchervenkova@tu-sofia.bg* ; Ивелина Христова, катедра „Електротехника, електроника и автоматика”, ИПФ Сливен, Технически Университет - София

Постъпила на 14.05.2014 **Рецензент** проф. д-р Живко Георгиев

ОБУЧЕНИЕ В РАБОТНАТА СРЕДА НА MATLAB С МОДУЛЕН ГРАФИЧЕН ПОТРЕБИТЕЛСКИ ИНТЕРФЕЙС

Георги Ценов

Резюме: *В работата е показано как в работната среда на MATLAB може да се извършва обучение с използване на потребителски графичен интерфейс. Потребителския графичен интерфейс е реализиран в работната среда на MATLAB и е подходящ за дистанционно обучение по редица дисциплини.*

Ключови думи: *обучение, подпомагано с компютри; теория на веригите; невронни мрежи.*

TEACHING COURSES IN MATLAB WITH MODULAR GRAPHICAL USER INTERFACE

Georgi Tsenov

Abstract: *In this paper is shown how computer-aided education with graphical user interface is applicable in MATLAB. The paper presents an interactive educational system with interactive windows based system integrated within the MATLAB programming environment, that is suitable for remote classes.*

Keywords: *Computer-Aided Education, Circuit Theory, Neural networks.*

1. Introduction

The mathematical basis of electromagnetic or problems that are to be solved with neural networks is a difficult and very often obtaining analytical solution is a long process, requiring great amount of efforts. This makes the courses in Theoretical Electrical Engineering (TEE) and Neural Networks (NN) not very attractive for the students though TEE it is of fundamental importance. Using computers, tedious mathematical work can be substantially reduced, thus leaving more time for explanation of physical nature of the electromagnetic phenomena and their applications.

Another reason to use extensively personal computers in all aspects of the teaching of Theoretical Electrical Engineering is the contemporary electrical engineering job market that requires engineers with high-level computer literacy.

The basis of this computer application is the department‘s computer laboratory, equipped with 16 PCs and a laser printer, connected with wireless LAN having Internet access. Portable computers and video projectors are used in the lecture rooms. With respect to the high prices of the scientific software and the department’s limited budget, the software used in teaching is mostly freeware – like the Student versions of MATLAB package. On the other side this is good for the students as they have the

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

possibility to install the software on their own computers and to use it at home and for other subjects, too.

The major benefits of computer-based education on the TEE and NN are:

- reducing the students' work at lecture time;
- better understanding of the taught material;
- improving student assessment and speeding-up the examination process using computer quizzes;
- continuous, non-interruptible learning process using computers;
- TEE and NN courses become more attractive for the students;

In order to automate the teaching process it is more suitable to have the lecture notes and the lab exercises made available as computer content, ready to be accessed by the students.
This is the reason why a GUI environment in MATLAB called by the author Virtuallab was created, that allows the students to read and have access to lecture notes on the lab computers and to have examples with the source code shown run by the students.

2. Computer Applications in TEE Course Projects

Utilizing functions like the ones making the MATLAB demo structure, a parallel demo structure was recreated, but with content from TEE and NN courses.

The simulation of the processes by using MATLAB package contributes to their easier understanding and to their quantitative and qualitative assessment especially in the reduced time for the topic considered. It is more useful to analyze elementary circuits because it is easy to predict the development of the processes in such circuits in the frequency domain as well as in the time domain. The aim is to demonstrate the application of circuit analysis methods and to compare results of analytical calculation and numerical simulations using MATLAB.

The students are provided with prewritten examples and functions that show how the examples can be solved numerically with algorithm which utilizes Node voltage method. With usage of algorithm problem solving the students are acquiring some basic MATLAB programming skills in the process.

With the examples on electromagnetic field theory students learn how to do electromagnetic field calculations, to calculate electromagnetic parameters – fluxes, energies, inductances, capacitances, etc.

Example on some Student projects on circuit theory

For the circuit shown in Fig. 1 with parameters

$$Z_1 = 4 - j4\,\Omega,\ Z_2 = 10\,\Omega,\ Z_3 = j10\,\Omega,\ Z_5 = j5\,\Omega,\ Z_6 = -j5\,\Omega,\ \dot{E}_1 = 10 - j10\mathrm{V},$$
$$\dot{E}_2 = j5\mathrm{V},\ \dot{E}_4 = 20\mathrm{V},\ \omega = 100\mathrm{rad/s}\ .$$

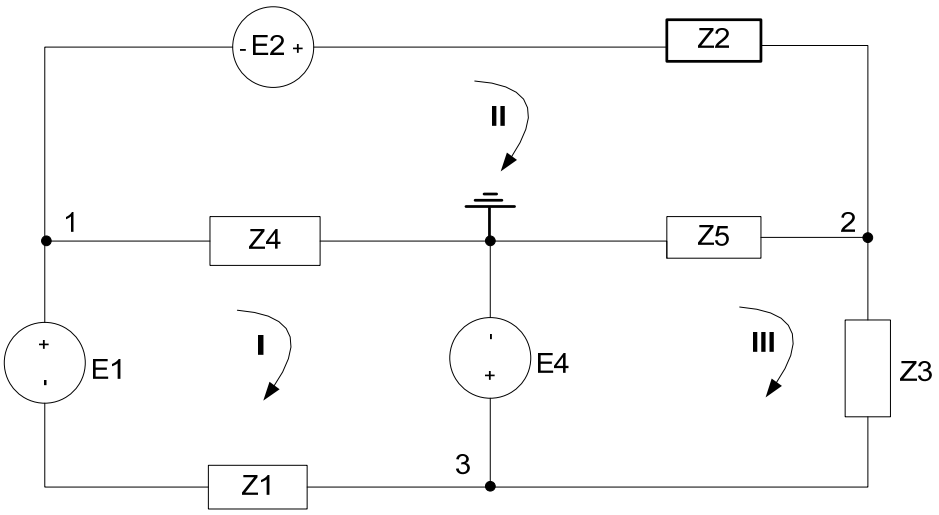


Fig.1

Obtain:

a) analytically the branch currents by the mesh current method and the node voltage method, and the total power;

b) numerically the branch currents and the total power, using MATLAB. Compare the results.

Node voltage method: Consider again the circuit from Fig.1. There are 3 nodes available (the choice of the datum node is made). The circuit contains a branch with a single independent voltage source and hence two KCL-equations can be written.

$$\begin{vmatrix} \left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}+\frac{1}{Z_5}\right)\dot{V}_1 - \frac{1}{Z_2}\dot{V}_2 - \frac{1}{Z_1}\dot{V}_3 = \frac{\dot{E}_1}{Z_1} - \frac{\dot{E}_2}{Z_2} \\ -\frac{1}{Z_2}\dot{V}_1 + \left(\frac{1}{Z_2}+\frac{1}{Z_3}+\frac{1}{Z_6}\right)\dot{V}_2 - \frac{1}{Z_3}\dot{V}_3 = \frac{\dot{E}_2}{Z_2} \end{vmatrix} . \quad (1)$$

The phasor of the node voltage of node 3 is $\dot{V}_3 = \dot{E}_4 = 20\text{V}$.

Once the node voltages are obtained, the branch currents can be obtained from OGL-equations. The results are the same as those obtained by the mesh current method.

In this part, the students practice again KCL and OGL. They can make comparison between two methods.

In the circuit, both the complex generated power and the complex consumed power are:

$$\dot{S}_{src} = \dot{S}_{cons} = 161.95 + j43.65VA. \quad (2)$$

An m-file is created forming and solving the system of equations for the branch currents and computing the complex power according (3).

The students make a computer program and compare the results obtained in several ways using predefined m-file functions.

Example 2. For circuit with parameters

$R_1 = 10\,\Omega,\ L_1 = 4\,\text{mH},\ L_2 = 3\,\text{mH}, L_1 = 4\,\text{mH},\ C_3 = 200\,\mu\text{F},\ e(t) = 100\sqrt{2}\sin\omega t,\ \ \text{V},$

Obtain:

a) the corresponding resonant frequencies when the series and the parallel resonance arise – analytically and by MATLAB and compare the results;

b) the frequency response – using MATLAB.

3. Computer Applications in NM discipline

In Technical University of Sofia the MATLAB package and its Neural Networks toolbox is also used for the Neural Networks Discipline.

For the ease of the students an window based educational system, which runs within the MATLAB has been created. The system called Virtuallab allows pictures and text to be presented interactively, allowing students on demand to see theory slides and run exemplary code and project variants with just some clicks on the mouse.

This system also allows on-line education to be adopted. The Virtuallab system is coupled with student book manual, which includes more step by step simple neural network examples on perceptrons, Hopfield networks, feed forward back propagation networks, networks based on competition and self-organizing maps.

After the completion of the examples included in the Virtuallab module students have a final task to perform a classification on some prerecorded data with usage of the MATLAB Neural network toolbox functions. In the given exercises the students learn and see how they can use the software with arbitrary input data, how the number of neurons in the hidden layers is having impact on the performance and etc. (Fig.2, Fig.3)

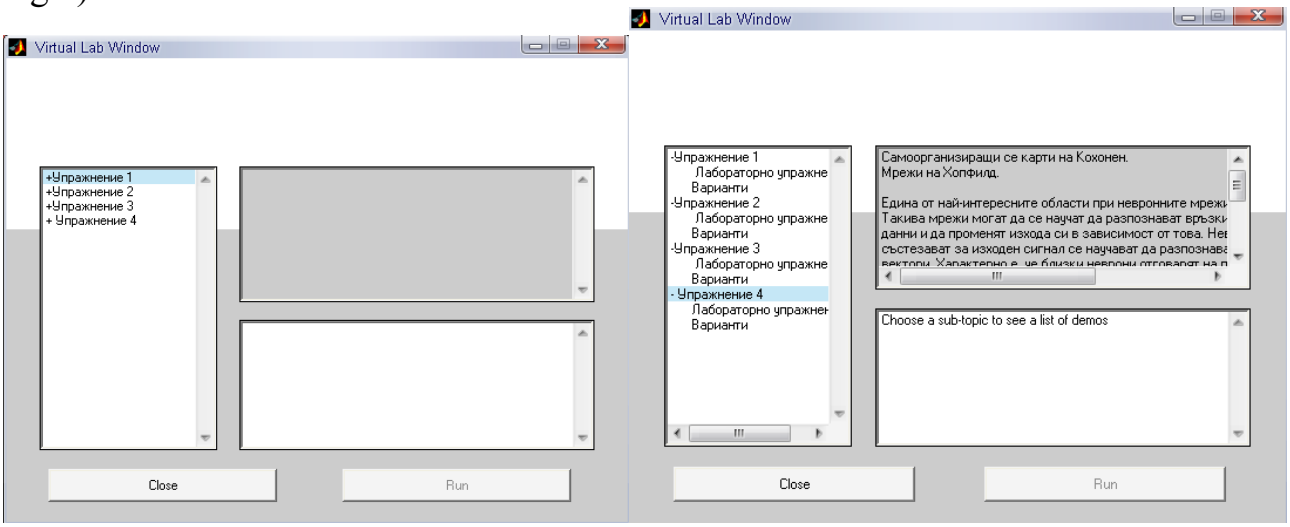
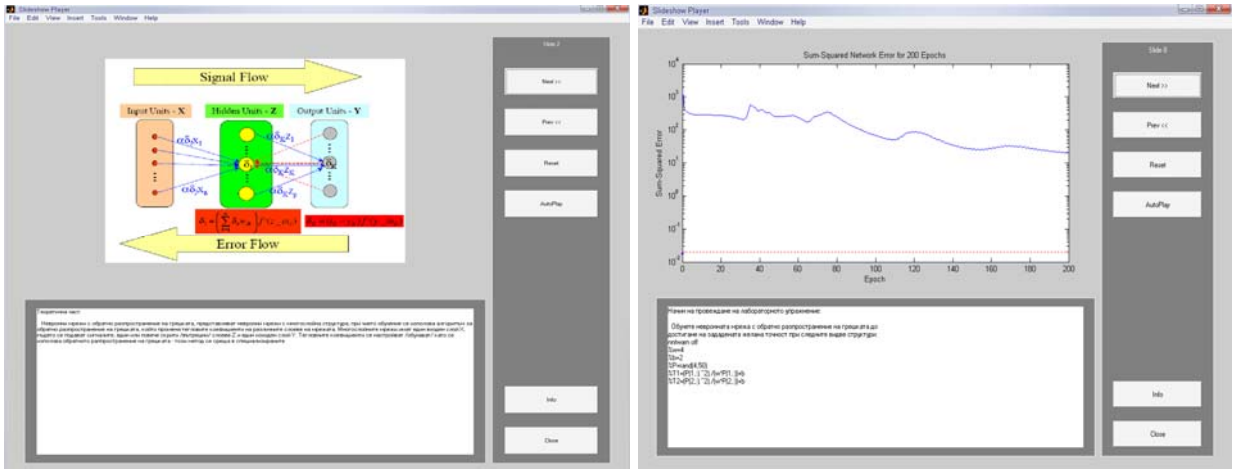


Fig.2. Students can choose the exercise number, and then open the examples combined with theory or go directly to the assignments



One example with theory and exaplary lab exercise code shown for the Neural Network discipline classes.

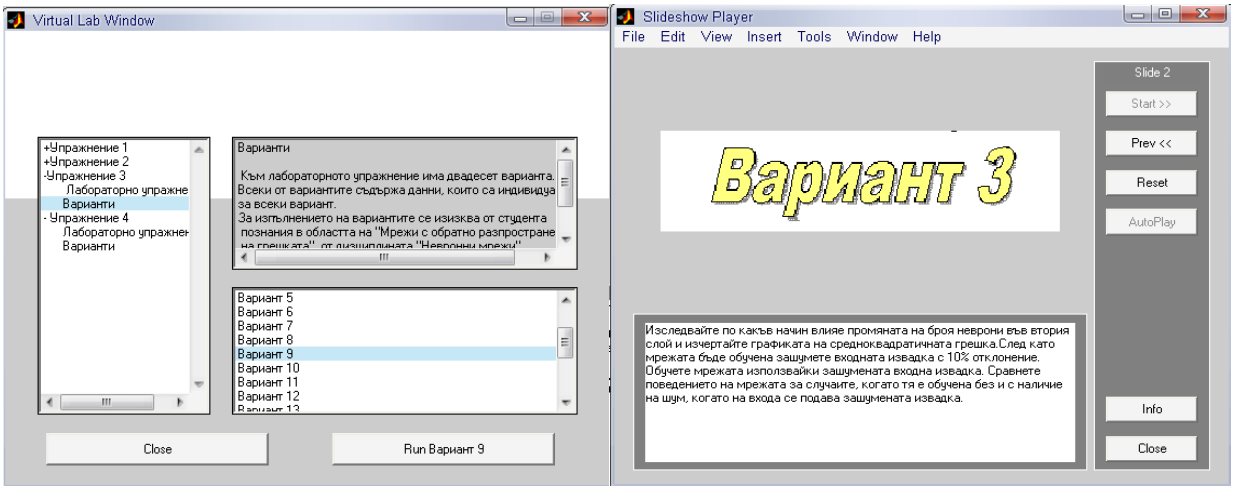


Fig.3. One example on how students can choose their assignment variant with number specified by the teacher

4. Conclusion

The experience with computer-aided education on Theoretical Electrical Engineering and Neural Networks at the Technical University of Sofia shows that the teaching and learning processes have become more effective after their introduction.

Students understand better the teaching material for reduced teaching time.

The computer-aided course is more attractive for the students and their knowledge of the subject is extended.

References

[1] К. Брандиски, В. Младенов, Д. Вълчев, Решаване на задачи по електротехника с MATLAB, София, 2000

[2] К. Брандиски, Ж. Георгиев, В. Младенов, Р. Станчева, Учебник по Теоретична Електротехника,ч. I, София, 2004.
[3] К. Брандиски, Ж. Георгиев, В. Младенов, Р. Станчева, Учебник по Теоретична Електротехника,ч. II, София, 2004
[4] С. Йорданова, В. Младенов, Размито управление и невронни мрежи, София, 2006
[5] С. Йорданова, В. Младенов, Р. Петрова, Г. Ценов, Ръководство по „Размито управление и невронни мрежи", София, 2007

Author: Georgi Tsenov, Assistant Prof., D-r Eng, Department of Theoretical Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail adress: *gogotzenov@tu-sofia.bg*

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD Simona Petrakieva

ДЕТЕКТОР НА ЛЪЖАТА С ИЗПОЛЗВАНЕ НА ЕЕГ СИГНАЛИ ОТ ЧОВЕШКИЯ МОЗЪК И КЛАСИФИКАЦИЯ С НЕВРОННИ МРЕЖИ

Радослава Авджиева

Резюме: *Детектор на лъжата се ползва най-често от правоприлагащите агенции. Изследването в тази статия предлага нова методика за откриване на измами. С извлечени тестови ЕЕГ данни, с електроенцефалографска шапка модел "Emotiv EPOC", посредством контролиран експеримент е разработена система в среда на MATLAB, използваща апарата на невронните мрежи за класификация на входни сигнали извличани от човешкия мозък. Представен е експеримент, който да служи като обучаваща и тестова извадка с цел да се определи дали даден изследван субект е свързан с конкретно събитие или въпрос. Направена е проверка за коректността на разпознаването.*

Ключови думи: *мозъчни вълни, ЕЕГ сигнали, детектор на лъжата, невронни мрежи, MATLAB*

LIE DETECTOR WITH USAGE OF EEG SIGNALS FROM THE HUMAN BRAIN AND CLASSIFICATION WITH NEURAL NETWORKS

Radoslava Avdzhieva

Abstract: *The lie detector is used most often by law enforcement agencies. This paper proposes a new method for fraud detection. EEG test data extracted with an electroencephalograph neuroheadset "Emotiv EPOC", obtained through a controlled experiment, was used to develop a system in MATLAB that uses neural networks for classification of input signals extract from human brain. An experiment is presented for the purpose to obtain train and test samples in order to determine whether the test subject is connected to a specific event or question. An evaluation of the correctness of the classification rate recognition is performed.*

Keywords: *brainwaves, EEG signals, lie detector, Neural Networks, MATLAB*

1. Introduction

Detection of lies and fraught is an important topic in psychology and criminology [1]. The classic test involves measurements on the heartbeat pulse and some other parameters like blood pressure, respiration, skin resistance, electrodermal activity, and some others used as indicators and are called a Polygraph test [2]. The past research on the topic showed that people generally exhibit certain characteristics when they are lying.

© 2014 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

These researches have produced the modern polygraph lie detector test. Usually when a person lies these parameters deviate slightly, so the measurements on the parameters used in the polygraph test are compared to the normal levels of the subject as reference. The main disadvantage of the Polygraph is that this test type does not detect lies directly, as it is designed to look for substantial involuntary changes, which occur in a human's body when that person is subjected to stress, such as the stress associated with deception [3].

The general idea behind a "lie detector" using electroencephalograph (EEG) signals extracted from the human brain is the simple concept, that when humans lie, they create different brain patterns. Usually the task of the pattern classification is difficult for execution. When a person lies, the system should notice that certain activities are varying from their normal parameters. These "activities" are monitored by connecting various electrodes to specific points on a human scalp which will be monitored by reception of the signals coming from the electroencephalography sensors [3].

The task of EEG signal pattern recognition is a task of signal recognition from multidimensional nonstationary signals in time and frequency domains. Neural networks are a viable tool for pattern recognition tasks. Neural networks are composed of simple computational elements called neurons, which operate in parallel [4]. If there is enough experimental data some patterns can be approximated by training a neural network so that particular inputs will lead to a specific target outputs. This is the key element of the implementation of the Lie detector by usage of EEG signals and neural networks as classifier.

The paper is organized in the following way: In the next chapter is presented a data description of the EEG signals. The EEG signals data recording device that we use for signal extraction is presented in chapter 3. A procedure for lie detection in MATLAB with electroencephalography signals extracted with "Emotiv EPOC" Neuroheadset from a human test and neural networks, which can be used as "Lie Detector", is presented in chapter 4. The implementation of the neural network classifiers is presented in chapter 5. The conclusion remarks are given in the last chapter of the paper.

2. EEG Data Description

Electroencephalography (EEG) is the recording of electrical activity of the human brain [5]. EEG refers to the recording of the brain's instant electrical activity for short periods of time as recorded from multiple electrodes placed on the scalp. That is, the type of neural oscillations that can be observed in EEG signals [6]. Understanding the neural functions and neurophysiologic properties of the human brain together with the mechanisms underlying the generation of signals and their recordings is, however, vital for those who deal with these signals for detection, diagnosis, and treatment of human brain disorders and the related diseases.

The International standard for EEE electode placement is the so-called 10-20 system, that is usually employed to record the spontaneous EEG. In this system 21 electrodes are located on the surface of the scalp as shown in Fig.1 [7].

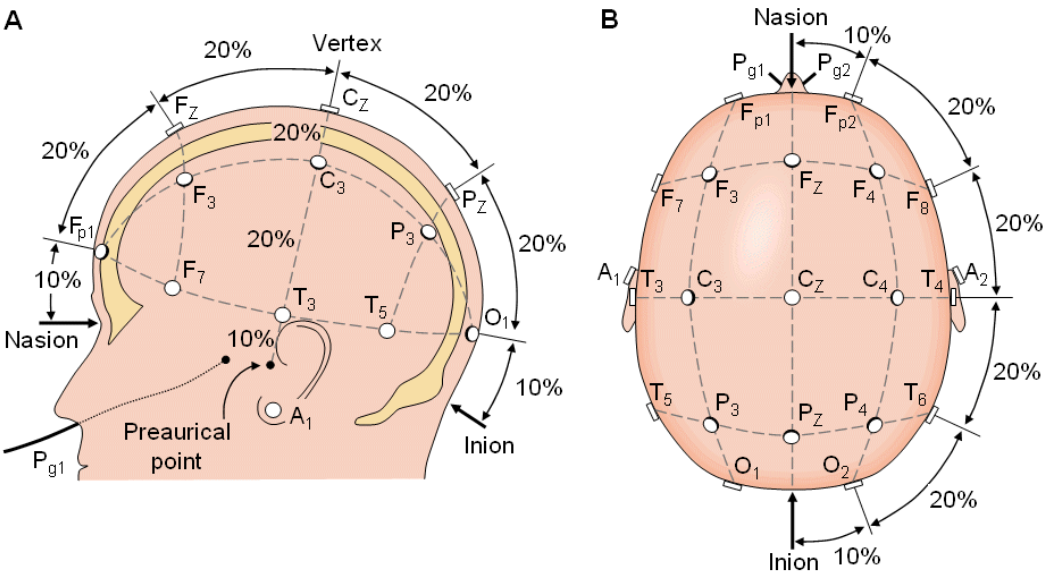


Fig.1. The International 10-20 system of electrode placement

3. EEG signal extraction system description

Based on the latest developments in neuro-technology, one Swiss based company called "Emotiv" developed a cheap new interface for human interaction with the computer wirelessly.

The "Emotiv EPOC" device utilizes 16 electrodes that come into contact with the scalp of the head and using the conventional technology - electroencephalography, by detection of the electric signals from the surface (Fig.2) of the scalp [8].

Fig.2. Emotiv EPOC Neuroheadset

The "Emotiv EPOC" EEG neuroheadset 16 sensors are divided into groups of two for calibration purposes and 14 channels for EEG data with 2 gyros for 2 dimensional controls. The main advantage of this system is that it is wireless cable free solution, with the signal amplifier integrated in the headset, with long autonomous operation time. The "Emotiv EPOC" sends EEG data to PC with USB receiver via Bluetooth interface. The channel names based on the International 10-20 locations are: AF3, F7, F3, FC5, T7, P7, O1, O2, P8, T8, FC6, F4, F8, AF4 (Fig.3). Other specifications are listed below (Table.1) [8]. The academic version of the "Emotiv" software, the "Research Edition SDK", was used for data extraction, because with it the raw data can be accessed and saved for external program access.

Table 1 "Emotiv EPOC" Specifications:

Number of channels	14 (plus CMS/DRL references)
Channel names (International 10-20 locations)	AF3, AF4, F3, F4, F7, F8, FC5, FC6, P7, P8, T7, T8, O1, O2
Sampling method	Sequential sampling, Single ADC
Sampling rate	~ 128 Hz (2048 Hz internal)
Resolution	16 bits (14 effective) 1 LSB = 1.95 uV
Bandwidth	0.2 – 45 Hz; digital notch filters at 40 Hz and 60 Hz
Dynamic range (input referred)	256 mV (pp)
Coupling mode	AC coupled
Connectivity	Proprietary wireless, 2.4 GHz band
Battery type	Li-Poly
Battery life	12 hours
Impedance measurement	Real-time contact quality using patented system

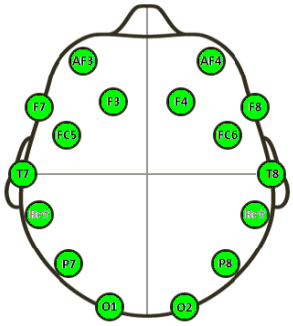


Fig.3. Emotiv EPOC's Sensor Layout

4. General idea for the lie detector and EEG signal processing

For the purpose of the paper goals, there will be a need to calibrate and implement a "Lie Detector" in a so call polygraph test, but with EEG signals monitored. The input data will be sampled from the fourteen sensors that collect the distinct types of EEG signals from the human brain. The electroencephalography sensors with the EEG signals measure the movement of the brainwaves from a person who is being tested. After the lie detector is specified, a data gathering is to be performed from a group of volunteers. Their brainwaves are to be recorded while they are asked a series of test questions. After completing the test they will be asked which of the questions they answered were answered false. Based on these tests the data is converged. This data will be used to train an neural network, used as classifier. The trained neural network structure will essentially form, a "Lie Detector" that will acquire future readings from subjects at the input and produce the final result on the output of the neural network. If the new readings match the data used for training, the "Lie Detector" will activate indicating that the subject is telling truth or lie [3].

The EEG signals were recorded at 128Hz sampling rate from the 14 electrodes, placed at the standard positions of the International 10-20 system.

The display screen of "Emotiv EPOC" software during one experiment is shown in Fig.4. At the time of recording the test subject is asked a series of questions and the brainwaves are recorder, recorded is also and audio stream with the questions to match the questions and answers in time moments with the data samples. Signal recording is stopped when the question pool ends and then the final dataset is saved.

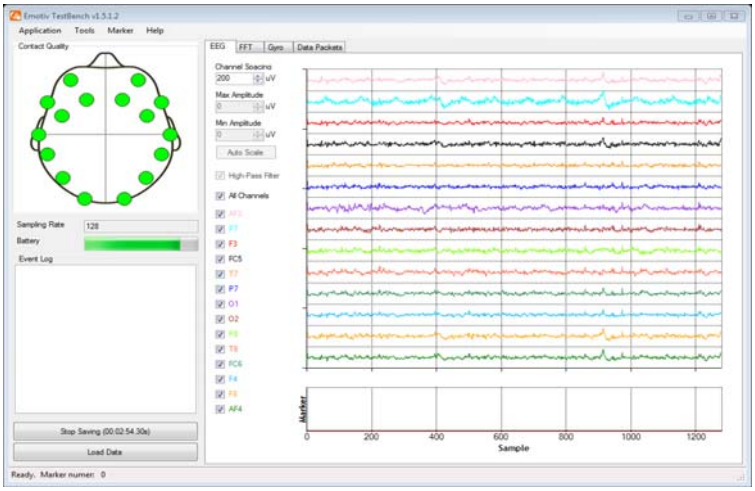


Fig.4. Emotiv EPOC TestBench

A plot window of the obtained EEG signals from all of the channels in MATLAB, using pre-recorded data from one experiment for the time of a few seconds is shown in Fig.5.

Lie detection can be represented in different ways. Depending on the situation and the kind of EEG signals information that needs to be present, one representation domain might be more appropriate than the other one.

Waveform is the most general way to represent a signal [9]. Variations of amplitude in time are presented. The biggest disadvantage of this method is that it cannot represent related information. A timedomain signal as such contains too much irrelevant data to use it directly for classification.

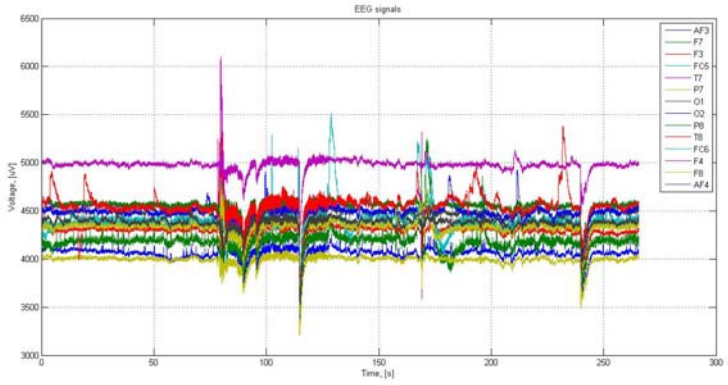


Fig.5. EEG signals in time domain obtained from all 14 channels in MATLAB

Fig.6 shows the timedomain representation of the truth and lie answer on one question. It is clear that based with this representation, it would be difficult to extract relevant information and thus cannot be used as input for the neural network classifier.

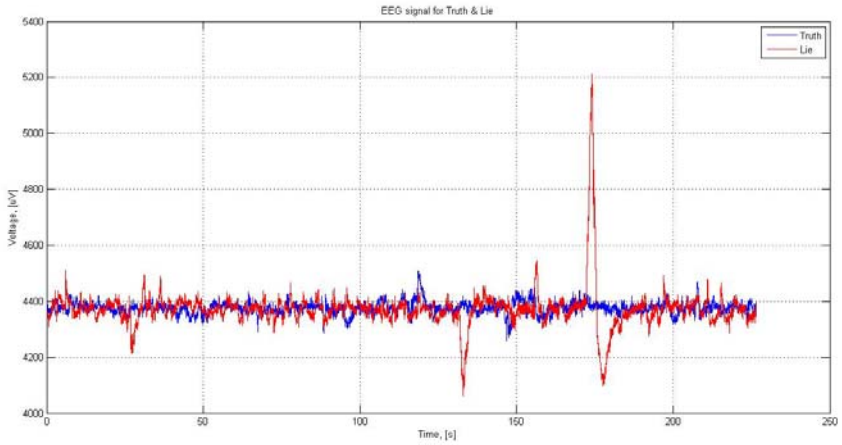


Fig.6. Timedomain representation of the truth and lie in MATLAB

On every EEG signal an fast Fourier transform is performed and the power spectrum is obtained in predetermined intervals with equal length in time with a moving window function. From the spectrum domain we are interested in the dominating frequency, and for this reason the DC component term, the zero frequency term, is omitted and the signal frequency bin with maximum value for the window is stored as index (frequency) and value (amplitude).

On this basis, applying sets of neural networks has been developed and implemented a methodology that can effectively distinguish when a person is lying or telling the truth.

5. Neural Network classifier Implementation

The MATLAB Neural Network toolbox has been used to create, train and simulate the neural networks [10]. For every test-set we used blocks of 256 recorded samples, that was equivalent to 2 seconds, taken for all of the 14 data channels, every datasample is with length 256*14=3584 input points. For one hour of data recording there are 1800 datasamples possible. Several tests were made with 1400 datasamples vectors representatives of lie and truth events, where 700 samples were used for training, while the other 700 were be used to test the network (not included in the training dataset). The trained network can be tested in real time.

The neural nets used for the classification of input signals extract from human brain are a Feedforward Neural Networks, which use Back Propagation algorithm for training (Fig.7).

This type of NN is the most popular NN and is used worldwide in many different types of applications. The network used consists of an input layer, one hidden layer and an output layer.

To the input of the Neural network are fed a vector consisting of all data points from the “Emotiv EPOC” for one sample as it consists of 14 x 256 = 3584 data points. In this case the NN would require the same amount of inputs. In this particular design all these input ranges are put in a ‘InputLayer’ variable matrix.

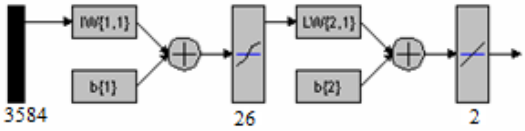


Fig.7. Example of the Feedforward Network using Back Propagation algorithm

The hidden layer consists of nonlinear sigmoidal activation function neurons using the 'tansig' MATLAB NN Toolbox function. The amount of neurons depends on some factors like the amount of input data and output layer neuron number, the needed generalization capacity of the network and the size of the training set.

Once the network is created, it can be trained for a specific problem by presenting training input EEG signals and their corresponding targets (supervised training). A set of 700 samples of each test-question is used as training data. The network is trained in batch mode which means that the weights and biases of the network are updated only after the entire training set has been applied to the network. The gradients calculated at each training example are added together to determine the change in the weights and biases. In most cases, 100 up to 200 epochs are enough to train the network sufficiently. In the training phase the network error reaches almost zero as can be seen on Fig.8.

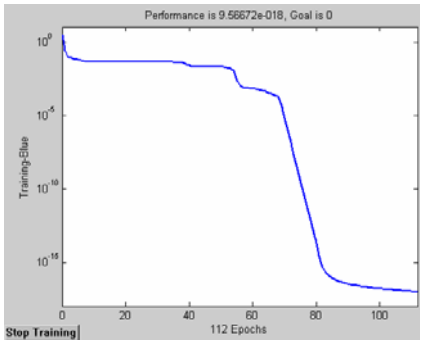


Fig.8. Training the Feedforward Backpropagation Network

The trained network was simulated with inputs that were not included in the training set. The trained network performed very well with more than 80% successful classification results.

When the number of samples that have to be recognized increases the number of hidden layer neurons also has to be increased. Increasing the number of hidden layer units causes the training time to grow sensitively. The performance of the network is mainly dependent on the quality of the signal preprocessing.

6. Conclusion

This paper presented an experiment on lie detection based on brain wavelet analysis with neural networks used as classifier in MATLAB. The results presented in this paper are part of a project with the ultimate goal of designing and developing "Lie Detector". The proposed method is suitable for integration as additional parameter or complimentary test of the standard polygraph test.

ACKNOWLEDGEMENT

The paper has been supported by scientific project № 132ПД0034-08 in help of PhD students of the Scientific-Research and Development Sector of the Technical University of Sofia for the 2013/2014 year.

REFERENCES

[1] Vrij A. (2008), **Detecting Lies and Deceit: Pitfalls and Opportunities**, 2008, ISBN: 978-0-470-51624-9

[2] Sinha A., M. Pavithra, K. Sutharshan and M. Subashini (2013), **A MATLAB Based On-line Polygraph Test Using Galvanic Skin Resistance and Heart Rate Measurement,** Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 2013, pp. 153-157

[3] Fleck T., M. Gruener, Br. Halaburka, C. Moskaites (2003), **ME 224 Project**

[4] Haykin S. (1999), **Neural Networks: a comprehensive foundation**, 2nd Edition, Prentice Hall, 1999

[5] Sanei S., J. Chambers (2007), **EEG Signal Processing**, John Wiley & Sons Ltd., 2007, England.

[6] Avdzhieva R., G. Tsenov, V. Mladenov (2013), ***Brainwave Type Detection in MATLAB with EEG signals***, Challenges in Higher Education & Research, vol. 11, Heron Press, Sofia, 2013, pp. 123-126

[7] Sharbrough F., G. Chatrian, R. Lesser, H. Ludeders, M. Nuwer, T. Picton (1991), **American Electroencephalographic, Society Guidelines for Standard Electrode Position Nomenclature**, Journal of Clinical Neurophysiology, Vol. 8, Issue 2, 1991, pp. 200-202.

[8] Emotiv EPOC Neuroheadset, www.emotiv.com

[9] DSG Pollock (1999), **A handbook of Time-series analysis, signal processing and dynamics**, Academic press London, 1999

[10] Using MATLAB Version 7.12, the Mathworks Inc, 2011

Author: Radoslava Avdzhieva, PhD student, Department of Theory of Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail adress: *r_avdzhieva@tu-sofia.bg*

Received 30 April 2014 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD Simona Petrakieva