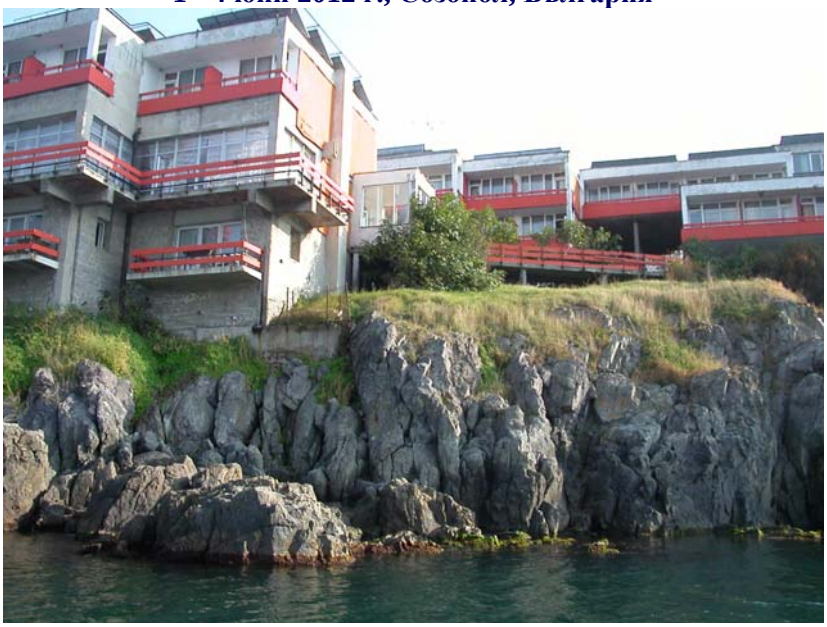
ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ

Том 62, книга 1, 2012

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2012, ФА
юбилей "50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИКА"
1 - 4 юни 2012 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 62, Issue 1, 2012

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2012, FA
Anniversary "50 YEARS EDUCATION IN AUTOMATICS"
June 1 - 4, 2012 , 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’2012

юбилей
“50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИКА“

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА’2012, ФА

Созопол 1.06. - 4.06.2012

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

председател

проф.	дтн, дх.к.	**Емил**	**Николов**

зам. председател

проф.	д-р	**Емил**	**Гарипов**

членове

чл. кор. проф.	дтн	**Петко**	**Петков**
проф.	д-р	**Снежана**	**Йорданова**
проф.	д-р	**Валери**	**Младенов**
проф.	д-р	**Живко**	**Георгиев**
проф.	д-р	**Пламен**	**Цветков**
доц.	д-р	**Тодор**	**Йонков**
доц.	д-р	**Васил**	**Гълъбов**
доц.	д-р	**Снежана**	**Терзиева**

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

председател

доц.	д-р	**Александър**	**Ищев**

зам. председател

гл. ас.	д-р	**Антония**	**Панделова**

членове

доц.	д-р	**Симона**	**Филипова-Петракиева**
гл. ас.	д-р	**Евтим**	**Йончев**
гл. ас.	д-р	**Станислав**	**Енев**
гл. ас.	д-р	**Цоньо**	**Славов**

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

координатор

гл. ас.	д-р	**Антония**	**Панделова**

системен администратор

гл. ас.	инж.	**Георги**	**Ценов**

организационен секретар

маг.	инж.	**Мария**	**Духлева**

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA
FACULTY OF AUTOMATICS

Forum
„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol’2012

Anniversary
“50 YEARS EDUCATION IN AUTOMATICS“

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS’2012, FA

June 1 - 4, 2012, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

chair of PC

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

vice chair of PC

Prof. PhD **Emil** **Garipov**

members of PC

Corresponding Member of BAS Prof. DSc **Petko** **Petkov**
Prof. PhD **Snejana** **Yordanova**
Prof. PhD **Valeri** **Mladenov**
Prof. PhD **Jivko** **Georgiev**
Prof. PhD **Plamen** **Tzvetkov**
Assoc. Prof. PhD **Todor** **Yonkov**
Assoc. Prof. PhD **Vassil** **Galabov**
Assoc. Prof. PhD **Snejana** **Terzieva**

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC

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

vice chair of OS

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

members of OC

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

TECHNICAL COMMITTEE

coordinator

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

system administrator

Assist. Prof. Eng. **Georgi** **Tsenov**

organizing secretary

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

СЪДЪРЖАНИЕ том 62, книга 1

АВТОМАТИКА

1. **Цоньо Славов, Любен Моллов, Петко Петков** 15
управление на хидротурбина посредством H∞-регулатор с програмирано усилване

2. **Любен Моллов, Цоньо Славов, Петко Петков** 25
Линейно-квадратично управление в реално време при непълна информация за състоянието с цифров сигнален контролер

3. Alena Kozáková, Jakub Osuský 35
Network Controller Design in the Frequency Domain Using Robust-Theoretical Approach

4. Danica Rosinová, Vojtech Veselý 45
Robust Controller Design Using LMI Approach

5. Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý 55
Modified Ziegler-Nichols Frequency-Domain Method for specified Closed-Loop Performance

6. **Величка Руйкова, Емил Гарипов** 65
Динамично матрично управление на неминимално-фазов обект

7. **Камен Перев** 75
Интегрална линеаризация на нелинейни системи

8. **Камен Перев** 85
Редуциране на реда на модела чрез честотно претеглени балансови реализации

9. **Георги Ружеков, Иван Тиянов, Теофана Пулева** 95
Могофункционален стенд за моделиране и управление на възобновяеми енергийни източници

10. **Теофана Пулева** 103
Адаптивна компенсация на смущения в мехатронна сервосистема

11. **Йордан Кралев, Филип Ф. Филипов, Красимира Филипова** 113
Реализация на управление с FPGA на подвижен обект

12. **Александър Ищев, Гергана Йорданова** 123
Размит модел при диагностика на неизправности с уравнения на подобие - приложение за сервосистема

13. **Александър Димов, Иван Евгениев** 133
Разработка на адаптиращи се вградени системи

14. **Иван Евгениев, Веселин Георгиев** 141
Системи за реално време (проблеми на интердисциплинарното обучение)

15. **Андрей Йончев** 149
Моделиране и симулиране на първа линия поддържаща система в банка

16. **Аспарух Марковски** 159
Робастно управление на лабораторен модел - магнитна левитация

17. **Аспарух Марковски** 169
Оптимизационни процедури в MATLAB за настройка на регулатори

18. **Огняна Огнянова, Елена Хараланова** 175
Дискретен филтър на Винер за регулиране на скоростта на вятърна турбина

19. **Николай Балджиев** 185
Модерни разпределени системи за управление и мониторинг (SCADA)

20. **Велизар Бодурски** 191
Методи за оценка и идентификация на промените в обект на управление с бавно изменящи се параметри

21. **Емануил Марков** 199
Тенденции в развитието на управляващите системи за автоматизация

22. **Стефан Карастанев, Михаела Калайджиева, Радосвета Антонова** 209
Метод за анализ на походката на пациенти с глезенно-стъпална ортеза чрез използване на жиро сензори

23. **Иванка Венева, Петко Кирязов** 219
Идентификация и анализ на походката с помощта на автономна система за управление и мониторинг

24. **Атанас Атанасов, Фани Томова** 229
Приложение на метода на прецедентите при определяне на индивидуална извънаудиторна заетост на студентите

25. **Георги Кондев, Димитър Тенчев** 237
Прилагане на FMEA за оптимизация на разходите и дейностите по предсказваща поддръжка

26. **Галина Чернева** 247
Приложение на схема за фазова автоматична донастройка на честотата в системи за предаване на информация с хаотични сигнали

27. **Анна Димитрова** 253
Измерване количеството на разтворен кислород с кислородометър във водни екосистеми основни принципи и калибриране

28. **Емил Николов** 261
Математически оператори, структури и приложения на обобщеното дробно смятане за управление на динамични системи

29. **Емил Николов, Нина Николова, Василка Стоилова** 271
Качество на системи за управление, основани на дробното смятане

30. **Мариана Дурчева, Иван Трендафилов** 281
Задачата за дискретния логаритъм и криптография използваща някои алгебри (групи, полугрупи, полупръстени)

31. **Тодор Йонков** 291
Оптимално по бързодействие коригиращо управление на гранични режими в автоматизирани производствени системи

32. **Тодор Йонков, Евтим Йончев, Дочо Цанков** 301
Системи за индиректно векторно управление с различни токови модели в закона за управление на инвертори на напрежение с пространствена векторна модулация

33. **Дочо Цанков** 309
Комбиниран подход за описание на ротационни рекуператори в системите за сградна автоматизация

34. **Албена Танева, Севил Ахмед, Михаил Петров, Ивайло Вантулев** 317
Изследване на мрежови системи за управление

35. **Ненчо Делийски, Евгени Янков** 327
Моделно предсказващо управление на процесите на размразяване и термично обработване на дървесината

36. **Георги Ценов, Ирина Богатинова, Валери Младенов** 337
Предсказване дневната електрическа консумация с използване на невронни мрежи

37. **Коста Бошнаков, Тодор Гинчев, Венко Петков, Емил Михайлов**. 345
Стратегия за предсказващо поддържане на Pierce-Smith конвертори

38. **Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Снежана Терзиева** 355
Дефиниране на критерии за избор на лампи за улично осветление

39. **Кирил Стойков, Симона Петракиева** 361
Магнитна система за електропещни трансформатори – автоматизиране на изчисленията

40. **Николина Петкова, Камелия Стоянова, Мария Кънева** 371
Технико-икономически показатели за оценяване функционалността на силовите трансформатори

41. **Стоян Кирилов, Валери Младенов**. 377
Изследване на верига с един мемристор и идеален източник на синусоидално напрежение

42. **Камелия Кирилова, Георги Милушев**. 387
Калибриране и проверка на средства за измерване с калибратор CX 1651

43. **Юлия Заркова, Георги Милушев** 397
Методология на електро-енергиен одит

44. **Михаил Скопчанов**. 407
Подобрение на алгоритъма за следене на лица чрез актуализация на шаблона в реално време

45. **Ренгинар Рашид, Веско Узунов, Петър Петров** 415
Управление на ОВК система за летищен терминал

46. **Ростислав Райчев, Веско Узунов, Петър Петров**. 421
Йерархична система за управление на електрозахранването на бизнес сграда тип МОЛ

CONTENTS volume 62, Issue 1

AUTOMATICS

1. Tsonyo Slavov, Luben Mollov, Petko Petkov. 15
Hydro Turbine Control by H∞ -Gain Scheduling Controller

2. Luben Mollov, Tsonyo Slavov, Petko Petkov. 25
Real Time LQR Control by Digital Signal Controller

3. Alena Kozáková, Jakub Osuský 35
Network Controller Design in the Frequency Domain Using Robust-Theoretical Approach

4. Danica Rosinová, Vojtech Veselý. 45
Robust Controller Design Using LMI Approach

5. Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý 55
Modified Ziegler-Nichols Frequency-Domain Method for Specified Closed-Loop Performance

6. Velichka Ruykova, Emil Garipov. 65
Dynamic Matrix Control of a Non-Minimum Phase Plant

7. Kamen Perev. 75
Integration Based Linearization of Nonlinear Systems

8. Kamen Perev. 85
Model Reduction by Weighted Balanced Truncation

9. Georgi Ruzhekov, Ivan Tiyanov, Teofana Puleva. 95
Renewable Energy Sources Modeling and Control Trainer

10. Teofana Puleva 103
Adaptive Disturbance Rejection in Mechatronic Servo System

11. Yordan Kralev, Filip F. Filipov, Krasimira Filipova. 113
Implementation of the Control of Mobile Objects with FPGA

12. Alexandar Ichtev, Gergana Jordanova 123
Fuzzy Model for Fault Diagnosis Based on Parity Relations - Application for a Servosystem

13. Aleksandar Dimov, Ivan Evgeniev. 133
Towards Development of Addaptive Embedded Software Systems

14. Ivan Evgeniev, Vesselin Gueorguiev. 141
Real-Time Systems (Interdisciplinary Education Challenges)

15. Andrey Yonchev. 149
Modelling and Simulation of the First Line Support System of a Bank

16. Asparuh Markovski 159
Robust Control of Laboratory Stand – Magnetic Levitation

17. Asparuh Markovski 169
Optimization Procedures in Matlab for Adjustment of Regulators

18. Ognyana Ognyanova, Elena Haralanova. 175
Discrete Wiener Filtering APplication in Wind Turbine Speed Control

19. Nikolay Baldzhiev. 185
Modern Distributed SCADA Systems

20. Velizar Bodurski. 191
Methods for Evaluation and Identification of Changes Occuring in Controlled Objects with Slowly Changing Parameters

21. Emanuil Markov. 199
The Future of Automation Control Systems

22. Stefan Karastanev, Mihaela Kalaidjieva, Radosveta Antonova. 209
Method for Gait Analysis of Patients With Ankle-foot Orthosis Using Gyro Sensors

23. Ivanka Veneva, Petko Kiriazov 219
Gait Identification and Analysis Using Autonomous System for Control and Monitoring

24. Atanas Atanassov, Fani Tomova 229
Application of Case-based Reasoning Method for Students' personel Extracurricular Activities Selection

25. Georgi Kondev, Dimitar Tenchev 237
Implementation of the FMEA for Optimization of Costs and Activities for Predictive Maintenance

26. Galina Cherneva. 247
Application of Scheme for Phase Locked Loop Circuit in Systems for Transmitting Information with Chaotic Signals

27. Anna Dimitrova 253
Measurement of Dissolved Oxygen (DO) in Aquaculture with Dissolved Oxygen Meter Basic Principle and Calibration

28. Emil Nikolov. 261
Special Mathematical Operators, Structures and Applications of the Generalized Fractional Calculus in the Control of Dynamical Systems

29. Emil Nikolov, Nina Nikolova, Vassilka Stoilova. 271
Performances of the Control Systems, Based on Fractional Calculus

30. Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov 281
The Discrete Logarithm Problem and Cryptography Using Some Algebras (Groups, Semigroups, Semirings)

31. Todor Ionkov 291
Time-optimal Control on Border Regime in Automated Manufacturing Systems

32. Todor Ionkov, Evtim Yonchev, Docho Tsankov. 301
Indirect Vector Control Systems with Various Current Models in Principle for Operation of Voltage Source Inverter with Space Vector Modulation

33. Docho Tsankov 309
Combined Approach for Describing of Rotational Recuperators in Building Automation Systems

34. Albena Taneva, Sevil Ahmed, Michail Petrov, Ivaylo Vantulev. 317
An Investigation of Networked Control Systems

35. Nencho Deliiski, Evgeni Yankov. 327
Model Predictive Control of Wood Defrosting and Thermal Treatment Processes

36. Georgi Tsenov, Irina Bogatinova, Valeri Mladenov 337
Daily Electric Load Forecast Prediction with Usage of Neural Networks

37. Kosta Boshnakov, Todor Ginchev, Venko Petkov, Emil Mihajlov. 345
Strategy for Predictive Maintenance of Pierce-Smith Convertors

38. Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Snejana Terzieva. 355
Some Criteria Under Consideration of the Light Sources for Electric Street-Lighting

39. Kiril Stoykov, Simona Petrakieva 361
Automated Calculations in Magnetic System for Electric Furnace Transformers Design

40. Nikolina Petkova, Kamelia Stoyanova, Maria Kaneva 371
Technical and Economical Indicators for Functionality Assessment of Power Transformers

41. Stoyan Kirilov, Valeri Mladenov 377
Analysis of a Circuit with One Memristor and Ideal Source of Sine Voltage

42. Kameliya Kirilova, George Milushev. 387
Calibration and Verification of Measuring Instruments with Calibrator CX 1651

43. Julia Zarkova, George Milushev 397
Energy Audit Methodology

44. Michael Scopchanov 407
Improved Face Tracking Algorithm Using Real-Time Update of the Target Image

45. Renginar Rashid, Vesko Uzunov, Petar Petrov 415
HVAC Management System for Airport Terminal

46. Rostislav Raychev, VeskoUzunov, Petar Petrov 421
Hierarchical System for Powermanagment of a Business Building Type MALL

Author's Index

	author	page		author	page
1	Albena Taneva	317	23	Galina Cherneva	247
2	Aleksandar Dimov	133	24	George Milushev	387, 397
3	Alena Kozáková	35, 55	25	Georgi Kondev	237
4	Alexandar Ichtev	123	26	Georgi Ruzhekov	95
5	Andrey Yonchev	149	27	Georgi Tsenov	337
6	Anna Dimitrova	253	28	Gergana Jordanova	123
7	Asparuh Markovski	159	29	Irina Bogatinova	337
8	Asparuh Markovski	169	30	Ivan Evgeniev	133, 141
9	Atanas Atanassov	229	31	Ivan Tiyanov	95
10	Danica Rosinová	45	32	Ivan Trendafilov	281
11	Dimitar Tenchev	237	33	Ivanka Veneva	219
12	Docho Tsankov	301, 309	34	Ivaylo Vantulev	317
13	Elena Haralanova	175	35	Jakub Osuský	35
14	Emanuil Markov	199	36	Julia Zarkova	397
15	Emil Garipov	65	37	Kamelia Stoyanova	371
16	Emil Mihajlov	345	38	Kameliya Kirilova	387
17	Emil Nikolov	261, 271	39	Kamen Perev	75, 85
18	Evgeni Yankov	327	40	Kiril Stoykov	361
19	Evtim Yonchev	301	41	Kosta Boshnakov	345
20	Fani Tomova	229	42	Krasimira Filipova	113
21	Filip F. Filipov	113	43	Luben Mollov	15, 25
22	Galia G.-Taskova	355	44	Maria Kaneva	371

Author's Index

	author	page		author	page
45	Mariana Durcheva	281	62	Štefan Bucz	55
46	Michael Scopchanov	407	63	Stefan Karastanev	209
47	Michail Petrov	317	64	Stoyan Kirilov	377
48	Mihaela Kalaidjieva	209	65	Teofana Puleva	95, 103
49	Nencho Deliiski	327	66	Todor Ginchev	345
50	Nikolay Baldzhiev	185	67	Todor Ionkov	291, 301
51	Nikolina Petkova	371, 271	68	Tsonyo Slavov	15, 25
52	Ognyana Ognyanova	175	69	Valeri Mladenov	337, 377
53	Petar Petrov	415, 421	70	Vassilka Stoilova	271
54	Petko Kiriazov	219	71	Velichka Ruykova	65
55	Petko Petkov	15, 25	72	Velizar Bodurski	191
56	Radosveta Antonova	209	73	Venko Petkov	345
57	Renginar Rashid	415	74	Vesko Uzunov	415, 421
58	Rostislav Raychev	421	75	Vesselin Gueorguiev	141
59	Sevil Ahmed	317	76	Vojtech Veselý	45, 55
60	Simona Petrakieva	355, 361	77	Yordan Kralev	113
61	Snejana Terzieva	355			

УПРАВЛЕНИЕ НА ХИДРОТУРБИНА ПОСРЕДСТВОМ $\mathcal{H}_\infty$ - РЕГУЛАТОР С ПРОГРАМИРАНО УСИЛВАНЕ

Цоньо Славов, Любен Моллов, Петко Петков

Резюме: *В работата е разгледано управлението на мощността на водна турбина при изменение на заданието в целия работен диапазон. За описание на турбината е изведен линеаризиран параметрично зависим модел в пространство на състоянията, в който в зависимост от текущата стойност на заданието по мощност се променя времеконстантата на водния стълб. Въз основа на този модел е синтезиран $\mathcal{H}_\infty$ регулатор с програмирано усилване, който осигурява желаното динамично поведение на затворената система в целия работен диапазон. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен софтуер за генериране на код за вграждане в цифров сигнален контролер на Texas Instruments. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата, които потвърждават работоспособността на разработената система за управление.*

Ключови думи: *$\mathcal{H}_\infty$ управление, регулатор с програмирано усилване, управление в реално време, цифров сигнален контролер*

HYDRO TURBINE CONTROL BY H_∞ -GAIN SCHEDULING CONTROLLER

Tsonyo Slavov, Luben Mollov, Petko Petkov

Abstract: *In this paper the power control of hydro turbine in case of whole range power variation is considered. A linearized parametrically dependent state space model to describe the turbine is derived in which the time constant of the water column varies according to the current power reference value. Based on this model, an $\mathcal{H}_\infty$ - gain scheduling controller is designed that ensures the desired dynamic behavior of the closed-loop system in the whole working range. A software in MATLAB®/Simulink environment for generation of code which is embedded in the Texas Instruments digital signal controller is developed. Simulation and experimental results of system performance are given that confirm the efficiency of the control system developed.*

Keywords: *$\mathcal{H}_\infty$ control, gain scheduling controller, real time control, digital signal controllers*

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. УВОД

Управлението на хидротурбините изисква бързо изменение на мощността в целия работен диапазон при спазване на технологичните изисквания за ограничение на управлението, което трудно се постига с конвенционални регулатори [1]. Задачата за синтез значително се усложнява при дълги напорни тръбопроводи, където закъснението на хидравличните вълни е значително и възниква опасност от хидравличен удар. Това налага използването на методи за управление, отчитащи промяната в динамиката и работните условия на хидроагрегата. За целта е най-подходящо да се използват регулатори с програмирано усилване, които могат да осигурят желаната динамика на затворената система в целия работен диапазон на изменение на параметрите на модела.

В работата е разгледано управлението на мощността на водна турбина при изменение на заданието в целия работен диапазон. За описание на турбината е изведен линеаризиран параметрично зависим модел в пространство на състоянието, в който в зависимост от текущата стойност на заданието по мощност се променя времеконстантата на водния стълб. Въз основа на този модел е синтезиран $\mathcal{H}_\infty$ регулатор с програмирано усилване, който осигурява желаното динамично поведение на затворената система в целия работен диапазон. Извършено е симулиране на затворената система за управление с нелинейния модел на обекта при различни стойности на заданието по мощност. Разработена е хибридна инструментална среда, състояща се от нелинеен дискретен модел на хидротурбината, цифров сигнален контролер на Texas Instruments и хардуер за получаване на данните. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен софтуер за генериране на код за вграждане в цифровия сигнален контролер. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата. Доброто съвпадение между експерименталните и симулационните резултати потвърждават работоспособността на разработената система за управление.

2. НЕЛИНЕЕН МОДЕЛ НА ХИДРОТУРБИНАТА

Моделът на хидротурбината се определя от три основни уравнения, свързващи скоростта на водата в тръбопровода, механичната мощност на турбината и ускорението на водния стълб [1, 2].

$$U = k_u G\sqrt{H}\,, \quad (1)$$

$$P_m = k_p HU\,, \quad (2)$$

$$\rho LA\frac{dU}{dt} = -A\rho a_g(H - H_0)\,, \quad (3)$$

където U е скоростта на водата $[m/s]$, G – отварянето на направляващия апарат на турбината $[m]$, H – хидравличен пад пред НА $[m]$, k_u – коефициент на пропорционалност, P_m - механична мощност $[W]$, k_p - кпд на турбината, H_0 - началната стойност на налягането, A – площта на тръбопровода $[m^2]$, L – дължината на тръбопровода $[m]$, ρ - масовата плътност $[kg/m^3]$, a_g -земното ускорение $[m/s^2]$, $\rho a_g(H - H_0)$ - изменение на налягането $[Pa]$ пред НА.

За описанието на динамиката на хидротурбината при изменение на работния режим в широк диапазон е удобно уравнения (1)-(3) да се приведат в нормализирана форма *(p.u.)*

$$\bar{H} = \left(\frac{\bar{U}}{\bar{G}}\right)^2, \quad (4)$$

$$\bar{P}_m = (\bar{U} - \bar{U}_{NL})\bar{H}, \quad (5)$$

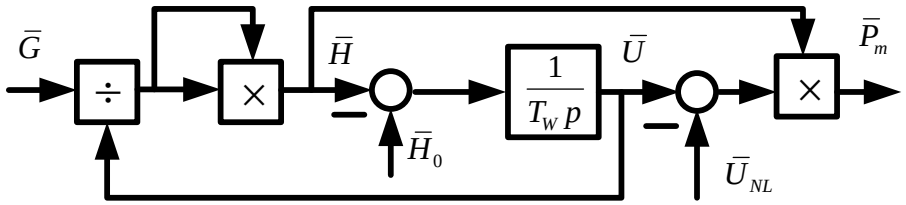
$$\frac{\bar{U}}{\bar{H} - \bar{H}_0} = -\frac{1}{T_W s}, \quad (6)$$

където $\bar{P}_m$ е нормализираната механична мощност при отчитане на хидравличните загуби, $\bar{U}_{NL}$ - нормализираната скорост на водата при работа на празен ход, T_W - времеконстанта на водния стълб при номинална мощност, която се изчислява чрез израза

$$T_W = \frac{LQ_r}{a_g A H_r}, \quad (7)$$

където H_r и Q_r са съответно стойностите на хидравличното налягане и дебита на турбината при номинална мощност.

Уравнения (4)-(6) напълно описват динамичните свойства на водния стълб и характеристиките на турбината. Те са представят чрез схемата на фиг.1.



Фиг.1. Структурен модел на хидравлична турбина без отчитане на еластичните свойства на водния стълб

При малки отклонения около работния режим, линеаризацията на (4)-(6) в относителни единици приема вида

$$\Delta\bar{U} = 0.5\Delta\bar{H} + \Delta\bar{G}, \quad (8)$$

$$\Delta\bar{P}_m = \Delta\bar{H} + \Delta\bar{U}, \quad (9)$$

$$T_w \frac{d\Delta\bar{U}}{dt} = -\Delta\bar{H}, \quad (10)$$

където T_w е времеконстанта на водния стълб при произволна мощност. Тя характеризира времето необходимо за ускоряване на водата при налягане H_0 от покой до скорост U_0 След изключване на междинните променливи от системата (8)-(10) за предавателната функция по отношение на отваряне на НА и механичната мощност се получава

$$\Delta\bar{P}_m = \frac{-T_w s + 1}{0.5T_w s + 1}\Delta\bar{G}. \quad (11)$$

Времеконстантата T_w се определя от

$$T_w = \frac{LU_0}{a_g H_0}. \quad (12)$$

Връзката между двете времеконстанти е

$$T_w = \frac{U_0 H_r}{U_r H_0} T_W. \quad (13)$$

От (12) като се отчете израз (2) лесно се получава зависимостта на T_w по отношение на нормираната мощност на турбината [1]

$$T_w(\bar{P}_0) = k\frac{\bar{P}_0}{\bar{H}_0^2}, k = \frac{LP_r}{a_g k_p H_r^2}, \quad (14)$$

където P_r е номиналната мощност на турбината.

Отчитайки (14) за предавателната функция на хидротурбината се получава

$$\Delta\bar{P}_m = \frac{-T_w(\bar{P}_0)s+1}{0.5T_w(\bar{P}_0)s+1}\Delta\bar{G}. \quad (15)$$

Към параметрично зависимия модел (15) се добавя описанието на серво хидро системата (СХС) за управление на НА на турбината. Така за описанието на обекта за управление се получава

$$W(p,\bar{P}_o) = \frac{1}{(T_s s+1)}\frac{(-T_w(\bar{P}_0)s+1)}{(0.5T_w(\bar{P}_0)s+1)}, \quad (16)$$

където $T_w(\bar{P}_0)$ се определя от (14), а $T_s = 3s$ е времеконстантата на СХС.

След въвеждане на вектора $x(t) = [\bar{G}(t) \quad \bar{P}_m(t)]^T$ от (16) се получава описанието в пространство на състоянията:

$$\left|\begin{array}{c}\dot{x}(t) = A(\bar{P}_0)x(t) + Bu(t)\\ \bar{P}_m(t) = Cx(t)\end{array}\right., \quad (17)$$

където

$$A(\bar{P}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & 0 \\ \frac{2}{T_s}+\frac{2}{T_w} & -\frac{2}{T_w}\end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix}\frac{1}{T_s} \\ -\frac{2}{T_s}\end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}^T.$$

3. ПАРАМЕТРИЧНО ЗАВИСИМ МОДЕЛ НА ХИДРОТУРБИНАТА

Системата (17) може да се представи като параметрично зависима система

$$\left|\begin{array}{c}E(p)\dot{x} = A(p)x + B(p)u\\ y = C(p)x + D(p)u\end{array}\right., \quad (18)$$

която зависи афинно от неопределения параметър

$$p = \frac{1}{T_s}. \quad (19)$$

Действително, използвайки полагането (19), матриците A, B, C, D на системата се записват като

$$A(p) = A_0 + pA_1, B(p) = B_0 + pB_1, C(p) = C_0 + pC_1, D(p) = D_0 + pD_1, \quad (20)$$

където

$$A_0 = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_s} & 0 \\ \frac{2}{T_s} & 0 \end{vmatrix}, A_1 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}, B_0 = \begin{vmatrix} \frac{1}{T_s} \\ -\frac{2}{T_s} \end{vmatrix}, B_1 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix}, C_0 = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix}, C_0 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \end{vmatrix}, D_0 = D_1 = 0.$$

В случая параметърът p се изменя в интервала от $\frac{2}{4.68}$ до $\frac{2}{0.5}$. Означавайки системата (18) като

$$S(p) = \begin{vmatrix} A(p) + jE(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{vmatrix},$$

афинната зависимост на системата от параметъра p се представя във вида

$$S(p) = S_0 + pS_1, \quad (21)$$

където

$$S_i = \begin{vmatrix} A_i + jE_i & B_i \\ C_i & D_i \end{vmatrix}, \ i = 0,1,$$

а S_0, S_1 могат да се разглеждат като „системни коефициенти“. В *Robust Control Toolbox* системите S_0, S_1 се задават с функцията *ltisys*, а афинната параметрично зависима система *S(p)* - с функцията *psys*.

4 СИНТЕЗ НА $\mathcal{H}_\infty$ РЕГУЛАТОР С ПРОГРАМИРАНО УСИЛВАНЕ

Нека Π_1 и Π_2 са началото и края на интервала, в който се изменя параметърът p (в общия случай на *n* параметъра, областта, в която те се изменят, е многостен с върхове $\Pi_1, \Pi_2, \ldots, \Pi_N, N = 2^n$). Тогава параметърът p може да се декомпозира като

$$p(t) = \alpha_1 \Pi_1 + \alpha_2 \Pi_2, \alpha_i \geq 0, \alpha_1 + \alpha_2 = 1. \quad (21)$$

На свой ред, системата *S* се декомпозира във вида

$$S(p) = \alpha_1 S(\Pi_1) + \alpha_2 S(\Pi_2). \quad (22)$$

Това дава идеята да се търси параметрично зависим регулатор с уравнения

$$K(\square, p): \begin{cases} \dot{\zeta} = A_K(p)\zeta + B_K(p)y \\ u = C_K(p) + D_K(p)y \end{cases}, \quad (23)$$

който има следното гранично свойство:

За дадена изпъкнала декомпозиция на текущата стойност на параметъра $p(t)$, стойностите на $A_K(p)$, $B_K(p)$, $C_K(p)$, $D_K(p)$ се извеждат от стойностите $A_K(\Pi_i)$ $B_K(\Pi_i), C_K(\Pi_i), D_K(\Pi_i)$, отговарящи на върховете на параметричния многостен чрез

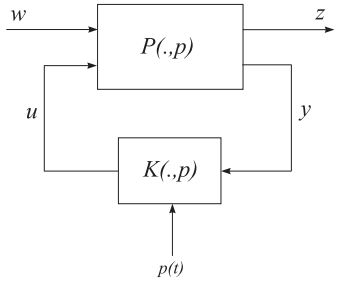
$$\begin{pmatrix} A_K(p) & B_K(p) \\ C_K(p) & D_K(p) \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^{2} \alpha_i \begin{pmatrix} A_K(\Pi_i) & B_K(\Pi_i) \\ C_K(\Pi_i) & D_K(\Pi_i) \end{pmatrix}. \quad (24)$$

Иначе казано, матриците от описанието на регулатора в пространство на състоянията в работната точка $p(t)$ се получават чрез изпъкнала интерполация на регулаторите във върховете

$$K_i := \begin{pmatrix} A_K(\Pi_i) & B_K(\Pi_i) \\ D_K(\Pi_i) & D_K(\Pi_i) \end{pmatrix}. \quad (25)$$

Това дава гладко изменение на матриците на регулатора във функция от измерените стойности на параметъра $p(t)$.

За този клас регулатори може да се формулира следната задача за $\mathcal{H}_\infty$ синтез относно съединението, показано на фиг. 2.



Фиг.2. $\mathcal{H}_\infty$ задача за програмирано усилване

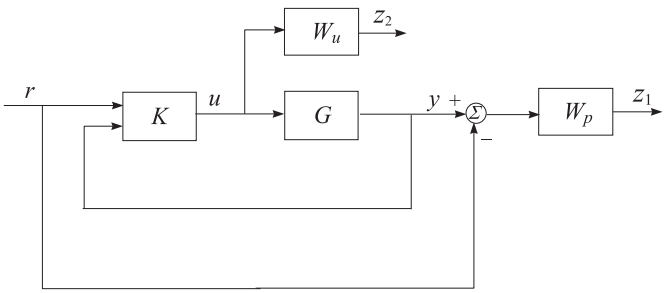
Да се синтезира регулатор с програмирано усилване $K(\square, p)$, удовлетворяващ граничното свойство и такъв, че

- Затворената система е устойчива за всички допустими траектории на параметъра $p(t)$
- Най-лошото усилване (максималната стойност на $\mathcal{H}_\infty$-нормата) на затворения контур от *w* към *z* не надвишава някакво ниво $\gamma > 0$.

Решението на тази задача за определен клас параметрично зависими системи е дадено в [4] и изисква решаване на две линейни матрични неравенства [5]. В *Robust Control Toolbox* това решение се получава с функцията *hinfgs*. Като изходи от тази функция се получават минимално достижимото усилване на затворената система и регулаторите (25). От тези регулатори, при известна декомпозиция (21) на неопределения параметър *p(t)*, може да се намери регулаторът с програмирано усилване (24) за текущата стойност на параметъра $p(t)$.

В случая се разглежда $\mathcal{H}_\infty$ синтез на регулатор с програмирано усилване за системата, чиято структура е показана на фиг.3. За постигане на максимално качество на затворената система се използва регулатор с две степени на свобода. Синтезът на този регулатор се осъществява при критерия за смесена чувствителност

$$\left\| \begin{matrix} W_p S \\ W_u K S \end{matrix} \right\|_\infty < 1.$$

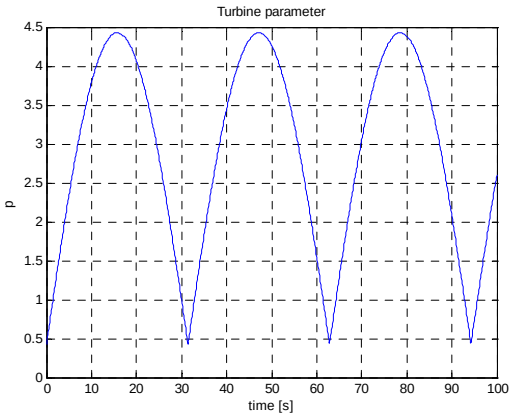


Фиг.3. Блок-схема на системата с тегловните функции

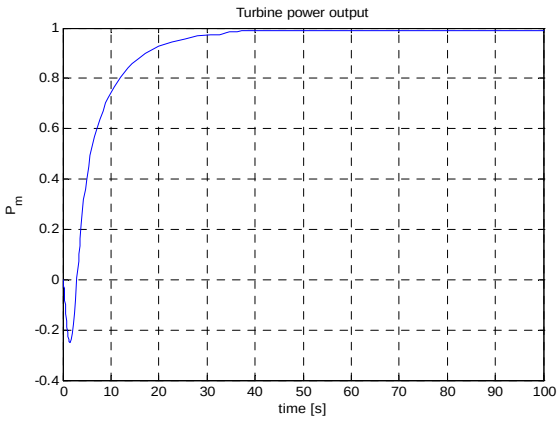
Тегловните функции на качеството W_p и управлението W_u се подбират експериментално така, че преходният процес на затворената система да има желаните качествени показатели при спазване на ограничението върху управляващото въздействие. Използват се тегловните функции:

$$W_p = \frac{1.6(4s+1)}{60s+0.01}, W_u = \frac{0.4(1.2s+1)}{0.0024s+1}.$$

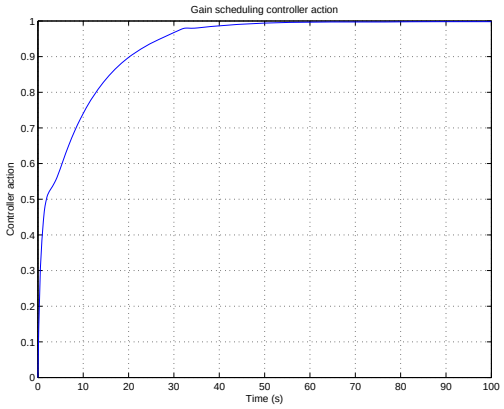
Симулирането на затворената система с регулатора с програмирано усилване се извършва с функцията *pdsimul*. При получаването на преходните процеси е необходимо да се зададе траекторията на неопределения параметър.



Фиг.4. Траектория на неопределения параметър



Фиг.5. Преходен процес на затворената система

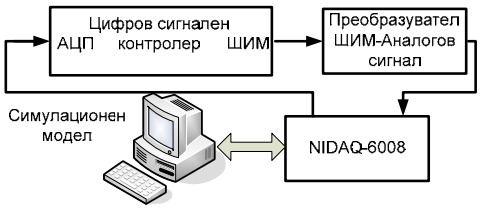


Фиг.6. Управляващо въздействие в затворената система

С оглед задаването на възможно най-труден режим на работа на регулатора траекторията на неопределения параметър е зададена по синусоидален закон, така както е показано на фиг.4. Преходният процес на затворената система при зададеното изменение на неопределения параметър е показан на фиг.5. Независимо от бързите изменения на параметъра и свързаното с това изменение на регулатора, преходните процеси имат удовлетворително качество (Отрицателното пререгулиране в началото се дължи на факта, че обектът е неминимално-фазов.). Управляващо въздействие в затворената система е показано на фиг.6.

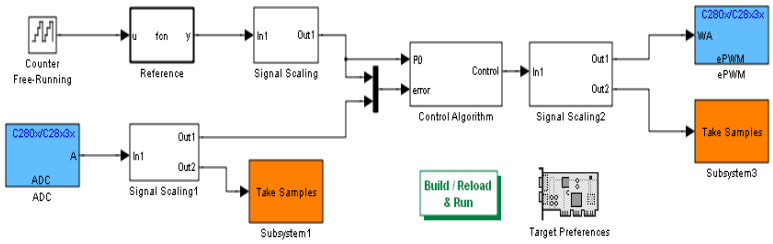
5. СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА СИМУЛАЦИОНЕН НЕЛИНЕЕН МОДЕЛ НА ХИДРОТУРБИНА С ЦИФРОВ СИГНАЛЕН КОНТРОЛЕР

На фиг.7 е показана блоковата схема на разработената система за управление в реално време. Тя реализира хибридна изчислителна среда подобна на тази, описана в [3]. Използван е моделът за реално време на хидротурбината от [3].



Фиг.7. Блокова схема на системата за управление в реално време с DSP

Блоковете „Цифров сигнален контролер”, „Преобразувател ШИМ-Аналогов сигнал” и „NIDAQ-6008”, съвпадат с тези на системата, описана в [6]. Разработеният софтуер, реализиращ алгоритъма за управление в реално е показан на фиг.8. Той е разработен с технологията, представена в [6].



Фиг.8 Схема за генериране на код за цифровия сигнален контролер

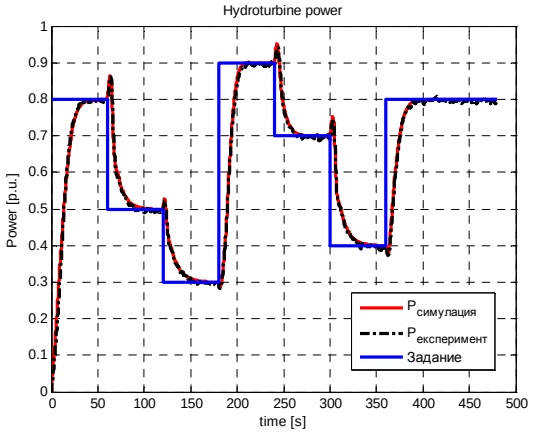
6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Работоспособността на разработената система за H_∞ управление с програмирано усилване на мощността на водна турбина при изменение на заданието в целия работен диапазон е потвърдена с експериментални изследвания. Показани са сравнения на експерименталните резултати с тези от симулация на системата за управление. В цифровия сигнален процесор се реализира дискретен аналог на регулатора (24), който на всяка итерация се дискретизира за текущите стойности на коефициентите $\alpha_i, i=1,2$ с първи обратни разлики при такт $T_0 = 0.2\,s$ След синтеза за матриците на регулатора във върховете на многостена се получава

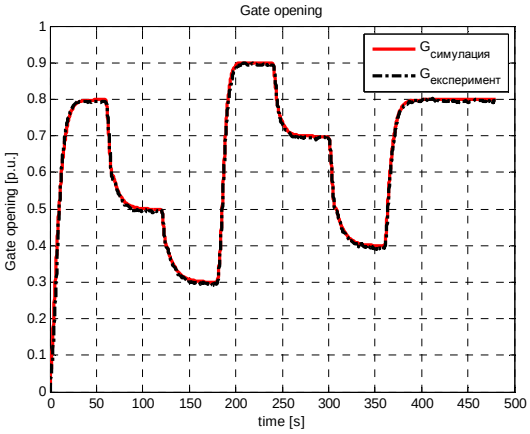
$$K_1 := \left(\left| \begin{matrix} -1.1 & -1.2 & 0.4 & 34.6 \\ -0.6 & -1.2 & 0.6 & 50.6 \\ 0.7 & 0.9 & -1 & 26.3 \\ 73.2 & -23.8 & -79.5 & -2420.6 \end{matrix} \right| \left| \begin{matrix} 0.0707 & -0.9220 \\ -0.0570 & -0.1374 \\ 0.0489 & 0.7655 \\ 19.8178 & 150.9518 \end{matrix} \right| , \left| 0.8799 \quad 1.1329 \quad 0.4512 \quad 0.2434 \right| \left| 0 \quad 0 \right| \right)$$

$$K_2 := \left(\begin{array}{cccc|c} -1.6 & -2 & 2.2 & 34.6 & 0.0707 & -0.7936 \\ -0.2 & -1.1 & -1.2 & 50.6 & -0.0570 & 0.4538 \\ 1 & 2.5 & -3.5 & 26.4 & 0.0489 & -0.5299 \\ 211.6 & 8.8 & -310.9 & -2422 & 19.8178 & 349.7089 \\ \hline 0.8799 & 1.1329 & 0.4512 & 0.2434 & 0 & 0 \end{array} \right).$$

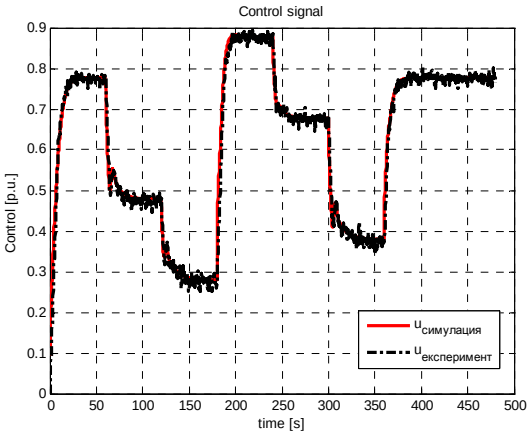
На фиг.9 са показани заданието и мощността на хидротурбината в относителни единици, получени от експеримента и от симулацията. На фиг.10 и на фиг.11 са показани аналогични резултати на тези от фиг.9 за отварянето на НА и за управляващия сигнал, съответно.



Фиг.9. Мощност от симулацията и от експеримента



Фиг.10. Отваряне на НА от симулацията и от експеримента



Фиг.11. Управляващ сигнал от симулацията и от експеримента

От фигурите се вижда отличното съвпадение на сигналите на системата за управление с тези от симулацията. Преходните процеси са апериодични и достатъчно бързи. Регулаторът успява да осигури качество на управление независимо от стойността на заданието.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представена разработената система за управление на мощността на водна турбина при изменение на заданието в целия работен диапазон. Тя се състои от работещ в реално време нелинеен дискретен модел на хидротурбината, цифров сигнален контролер на Texas Instruments и хардуер за получаване на

данните. За описание на турбината е получен линеаризиран параметрично зависим модел в пространство на състоянието, в който в зависимост от текущата стойност на заданието по мощност се променя времеконстантата на водния стълб. На базата на този модел е синтезиран $\mathcal{H}_\infty$ регулатор с програмирано усилване, който осигурява желаното динамично поведение на затворената система в целия работен диапазон. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен софтуер за генериране на код за вграждане в цифровия сигнален контролер. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата, показващи качеството на синтезирания адаптивен регулатор. Доброто съвпадение между тях потвърждава работоспособността на разработената система за управление.

БЛАГОДАРНОСТ

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

ЛИТЕРАТУРА

[1] Slavov, T., T. Puleva. (2011). *Hydro turbine power adaptive control*. Journal of the Technical University Sofia, branch Plovdiv "Fundamental Sciences and Applications", International Conference Engineering, Technologies and Systems TechSys '11,2011,p.401-406.

[2] IEEE Working group (1992)**.** *Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies*, Transactions on Power System, vol.7, No.1,1992, p.167-179.

[3] Rouzhekov, G., Slavov, T., T. Puleva (2011). *Modeling and Implementation of Hydro Turbine Power Adaptive Control based on Gain Scheduling Technique*. Proceedings of 16th International Conference Intelligent System Applications to Power Control, 2011, 25-28 september,Creete ,pp. 1-6.

[4] P. Apkarian, P. Gahinet. *A convex characterization of gain-scheduled $\mathcal{H}_\infty$ cotrollers*. IEEE Trans. Automat. Control, 40(1995), 853-864.

[5] P. Gahinet, A. Nemirovski, A.J. Laub, M. Chilali. *LMI Control Toolbox*. The MathWorks, Inc., Natick, MA, 1995.

[6] Моллов, Л., Славов, Ц., П. Петков (2012). *Линейно-квадратично управление в реално време при непълна информация за състоянието с цифров сигнален контролер*. Международна конференция „Автоматика 2012”, Годишник на ТУ-София, том 62, кн. 1, 2012.

Автори: Цоньо Славов, гл. ас. д-р от катедра „Системи и управление“; Факултет Автоматика; Технически Университет София; Любен Моллов, докторант от Факултет Автоматика; Технически Университет София, катедра „Системи и управление“; Петко Петков, проф. дтн от катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика; Технически Университет София;; *email: ts_slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ЛИНЕЙНО-КВАДРАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ ПРИ НЕПЪЛНА ИНФОРМАЦИЯ ЗА СЪСТОЯНИЕТО С ЦИФРОВ СИГНАЛЕН КОНТРОЛЕР

Любен Моллов, Цоньо Славов, Петко Петков

Резюме: *В работата е представена система за линейно квадратично управление в реално време на многомерен аналогов обект от четвърти ред с два входа и два изхода. Системата се състои от развойна платка Spectrum Digital eZdsp™F28335 с вграден цифров сигнален контролер Texas Instruments TMS320F28335, делител на напрежение, преобразувател ШИМ/Ааналогв сигнал и аналогов обект, моделиран върху специализирана аналогова система. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен подходящ софтуер за генериране на код за вграждане в цифровия сигнален контролер. Синтезираните линейно квадратичен регулатор и наблюдател на състоянието осигуряват добро качество на процесите в системата за управление. Извършен е анализ на качеството на системата в честотната област. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата. Доброто съвпадение между тях потвърждава работоспособността на разработената система за управление.*

Ключови думи: *LQR регулатор, наблюдател на състоянието, цифров сигнален контролер, управление в реално време*

REAL TIME LQR CONTROL BY DIGITAL SIGNAL CONTROLLER

Luben Mollov, Tsonyo Slavov, Petko Petkov

Abstract: *In this work, a system for LQR real time control of MIMO analogue plant is developed. The system consists of Spectrum Digital eZdsp™F28335 development kit with built in DSP Texas Instruments TMS320F28335, PWM to analogue signal converter and voltage divisor. The necessary software in MATLAB/Simulink environment is developed which is embedded in DSP by using the Simulink Coder. The designed LQR controller and state observer provide acceptable system performance. Frequency domain analysis of closed-loop performance is done. Experimental and simulation results are presented which confirm the quality of control system.*

Keywords: *LQR controller, state observer, digital signal controller, real time control*

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

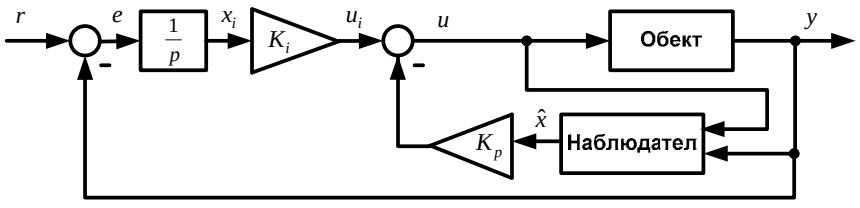
1. УВОД

Удовлетворяването на все по-високите изисквания към качеството на съвременните системи за управление налага моделиране на динамиката на обекта с модели, отчитащи влиянието на взаимните връзки между отделните входно-изходни канали и използване на по-сложни алгоритми за управление, базирани на модели в пространство на състоянието. Достъпността и високото ниво на съвременната микропроцесорна техника позволяват такива системи да се реализират на практика. За съществено скъсяване на времето за внедряване и пускане на реалната система е желателно алгоритъмът за управление да се тества в условия близки до реалните. За целта е необходимо да се разработи лабораторна система, състояща се от еквивалентен във функционално отношение физически модел на обекта и цифров контролер, реализиращ алгоритъма за управление. Изграждането на такава система позволява решаването на широк кръг научно-изследователски задачи като симулиране, изучаване и предсказване на поведението на системата при режими, недопустими за реалния обект, изследване на чувствителността на системата към промяна на параметрите на обекта, изследване на качеството на системата при наличие на различни смущения и др.

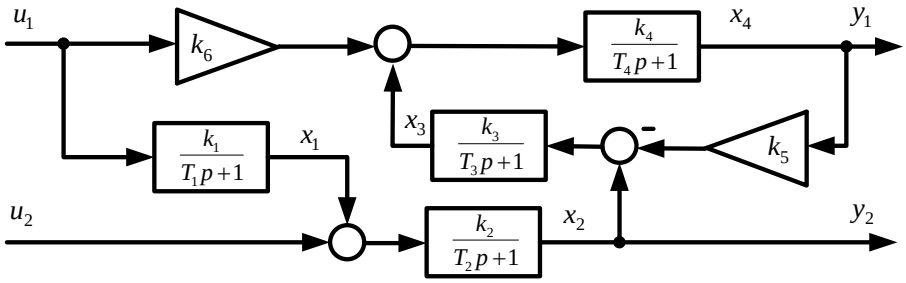
В работата е представена разработената система за линейно квадратично управление в реално време на многомерен аналогов обект от четвърти ред с два входа и два изхода при непълна информация за вектора на състоянието. Системата се състои от развойна платка Spectrum Digital eZdsp^{TM}F28335, в която е вграден цифров сигнален процесор Texas Instruments TMS320F28335, делител на напрежение, преобразувател ШИМ/Аналогов сигнал и тестов аналогов обект, моделиран върху аналогова система. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен специализиран софтуер за генериране на код за вграждане в цифровия сигнален контролер. Използването на тази нова технология за разработка на софтуер улеснява реализирането на сложни алгоритми за управление и наблюдение на многомерни обекти. Синтезирани са и са реализирани астатичен линейно квадратичен регулатор и наблюдател на състоянието. Показани са резултати от анализа на системата в честотната област. Дадени са симулационни и експериментални резултати от работата на системата при променливо задание.

2. АЛГОРИТЪМ ЗА АСТАТИЧНО ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА МНОГОМЕРЕН ОБЕКТ ПРИ НЕПЪЛНА ИНФОРМАЦИЯ

Структурните схеми на системата за управление и на обекта са показани на фиг.1 и на фиг.2.



Фиг.1 Структурна схема на системата за управление



Фиг.2 Структурна схема на обекта на управление

След въвеждане на вектора на състоянието $x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T$, за описанието на обекта се получава

$$\begin{vmatrix} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{vmatrix}, \quad (1)$$

където

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

$k_1, k_2, ..., k_6$ са коефициенти на пропорционалност, $T_1, T_2, ..., T_4$ са времеконстанти, $u(t) = \begin{vmatrix} u_1(t) & u_2(t) \end{vmatrix}^T$ е вектор с входните сигнали, $y(t) = \begin{vmatrix} y_1(t) & y_2(t) \end{vmatrix}^T$ е вектор с изходните сигнали. Стойностите на параметрите на обекта са

$$k_1 = 1, k_2 = 1.5, k_3 = 0.5, k_4 = 3, k_5 = 3, k_6 = 2, T_1 = 0.3, T_2 = 0.5, T_3 = 1, T_4 = 0.7.$$

Астатичният линейно квадратичен регулатор за управление на обекта (1) при пълна информация за състоянието се описва с уравнението

$$u(t) = K_i x_i(t) - K_p x(t), \quad (2)$$

където

$$x_i(t) = \int_0^t e(t)dt, \quad (3)$$

K_i и K_p са матрици с параметрите на регулатора, а $e(t) = r(t) - y(t)$ е грешката между заданието $r(t)$ и изхода $y(t)$. Въвежда се разширен вектор на състоянието

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} x_i(t) & x(t) \end{bmatrix}^T. \quad (4)$$

След диференциране на (3) по времето и отчитане на (2) и (4) за описанието на системата за управление при пълна информация се получава

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u + \bar{J}r, \\ u &= -\bar{K}_p, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\bar{A}=\begin{vmatrix}0_{2\times2} & -C\\ 0_{4\times2} & A\end{vmatrix},\bar{B}=\begin{vmatrix}0_{2\times2}\\ B\end{vmatrix},\bar{J}=\begin{vmatrix}I_2\\ 0_{4\times2}\end{vmatrix},\bar{K}_p=\begin{vmatrix}-K_i & K_p\end{vmatrix}.$$

За синтеза на регулатора се използва квадратичен критерий за качество

$$J=\int_0^\infty(\bar{x}^TQ\bar{x}+u^TRu)dt\,,\quad(6)$$

където

$$Q=\begin{vmatrix}30&0&0&0&0&0\\0&5&0&0&0&0\\0&0&1&0&0&0\\0&0&0&1&0&0\\0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&1\end{vmatrix},R=\begin{vmatrix}0.1&0\\0&0.1\end{vmatrix}$$

са тегловни матрици, избрани така, че да осигурят желано качество на преходните процеси в затворената система за управление. Матрицата на регулатора $\bar{K}_p$, която минимизира (6) се определя от израза [1]

$$\bar{K}_p=R^{-1}\bar{B}^TP\,,\quad(7)$$

където P е положително определеното решение на уравнението на Рикати

$$\bar{A}^TP+P\bar{A}^T-P\bar{B}R^{-1}\bar{B}^TP+Q=0\,.\quad(8).$$

След решаване на (8) и заместване в (7) за матрицата на регулатора се получава

$$\bar{K}_p=\begin{vmatrix}-54.7685 & -0.2609 & 1.2909 & 0.2089 & -0.2272 & 10.6379\\ 0.6391 & -22.3592 & 0.7302 & 10.0837 & 0.7920 & -0.2136\end{vmatrix}.$$

Управлението в системата от фиг.2 се определя от уравнението

$$u(t)=K_ix_i(t)-K_p\hat{x}(t)\,,\quad(9)$$

където $\hat{x}(t)$ е оценка на $x(t)$. Тя се получава с наблюдателя на състоянието

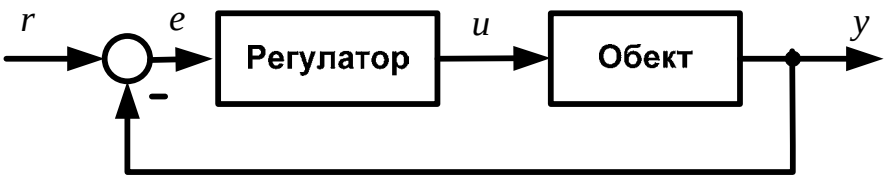
$$\dot{\hat{x}}(t)=(A-K_HC)\hat{x}(t)+Bu(t)+K_Hy(t)\,,\quad(10)$$

където K_H е матричният коефициент на усилване. Той се определя от условието

$$\lambda_1=-145.3212,\lambda_2=-48.3581,\lambda_3=-4.6169,\lambda_4=-1.9507\,,$$

където $\lambda_i,i=1,2,3,4$ са собствените стойности на матрицата $A-K_HC$.

С цел използване на стандартните функции от *Robust Control Toolbox* на MATLAB за анализ в честотната област, системата от фиг. 1 се преобразува във вид на система с регулатор с една степен на свобода, както е показано на фиг. 3.

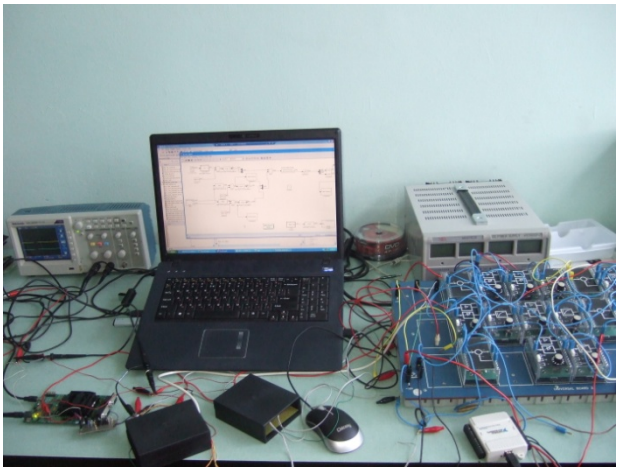


Фиг.3 Еквивалентна стандартна структурна схема на системата за управление

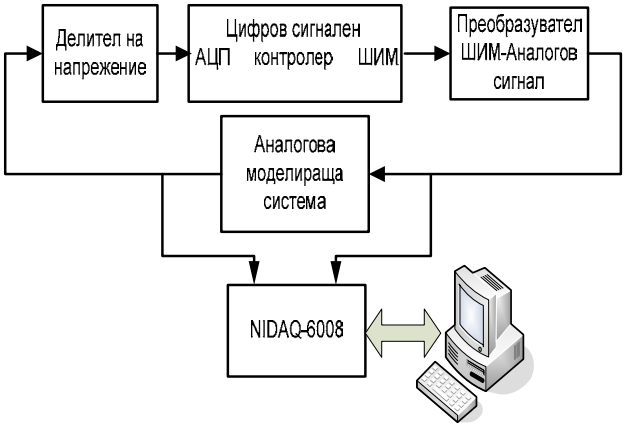
Блокът „Обект” от фиг.3 се описва с уравнения (1), а блокът „Регулатор” се описва с

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p e(t) \\ u(t) = C_p x_p(t) + D_p e(t) \end{vmatrix}, A_p = \begin{vmatrix} 0_{2\times2} & 0_{2\times4} & 0_{2\times4} \\ BK_i & A - BK_p & BK_p \\ 0_{4\times2} & 0_{4\times4} & A - K_H C \end{vmatrix}, B_p = \begin{vmatrix} I_2 \\ 0_{4\times2} \\ 0_{4\times2} \end{vmatrix}, C^T{}_p = \begin{vmatrix} K_i \\ -K_p \\ K_p \end{vmatrix}, D_p = 0_{2\times2}. \quad (11)$$

3. СИСТЕМА ЗА ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА АНАЛОГОВ МОДЕЛ С ЦИФРОВ СИГНАЛЕН КОНТРОЛЕР



Фиг.4. Снимка на опитната постановка



Фиг.5 Блокова схема на системата за управление с DSP

Снимка на опитната постановка е представена на фиг.4, а блоковата схема на разработената система за управление с цифров сигнален контролер е показана на фиг.5.

Многомерният обект (1) е моделиран върху аналогова моделираща система [2], състояща се от шина, върху която се свързват независимо работещи функционални блокове. Шината се захранва от източник на постоянно напрежение $\pm 15V$. Линейният диапазон на входно-изходните сигнали е $\pm 10V$. Основните линейни блокове са суматор, диференциатор, инвертор, интегратор, апериодично звено и пропорционално звено. Аналоговата система позволява лесно да се моделират обекти с времеконстанти до $1s$ и с коефициенти на пропорционалност до 10.

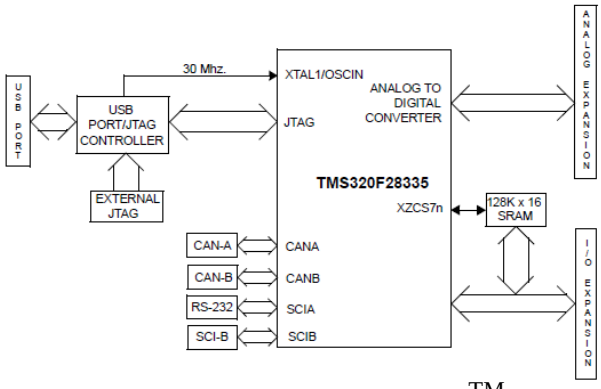
Блокът „Делител на напрежение” представлява специално разработена двуканална платка, която преобразува линейно двата входни аналогови сигнала с диапазони $-5 \div 5V$ в два аналогови изходни сигнала с диапазони $0 \div 3V$.

Блокът „Преобразувател ШИМ/Аналогов сигнал” представлява специално разработена двуканална платка, която преобразува двата входни ШИМ сигнала с диапазони $0 \div 3.3V$ в два аналогови изходни сигнала с диапазони $-5 \div 5V$.

Блокът „NIDAQ-6008” представлява специализиран модул за събиране на данни NIDAQ- 6008 на National Instruments, чиито характеристики са подробно

описани в [3]. Посредством авторски софтуер се осигурява потребителски интерфейс, връзка и обмен на данни в реално време със стандартен PC [3].

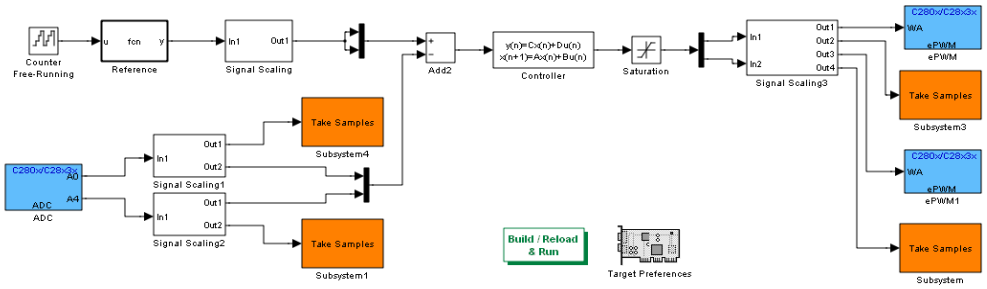
Блокът „Цифров сигнален контролер" представлява развойна платка Spectrum Digital eZdsp™F28335 с вграден цифров сигнален процесор Texas Instruments TMS320F28335. Блоковата схема на платката е показана на фиг.6 [4]



Фиг.6. Блокова схема на eZdsp™F28335

Процесорът е 32-битов и поддържа аритметика с плаваща запетая. Тактовата му честота е 150MHz. Има 68Kbytes RAM памет (на самия чип), 256Kbytes SRAM памет, 512Kbytes FLASH памет (на самия чип). Вградени са 12-битов аналогово-цифров преобразувател (АЦП) с 16 входни канала и широчинно-импулсен модулатор с до 18 изходни канала. Притежава следните протоколи за комуникация: RS-232, CAN2.0. Софтуерното обезпечаване се състои в подходящ код разработен в средата на Matlab/Simulink и в средата за разработка на Texas Instruments – Code Composer Studio v3.3.

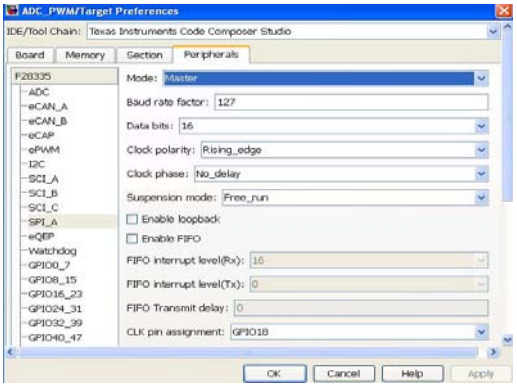
В настоящата разработка е реализирана технологията за генериране и вграждане на код с помощта на Simulink Coder**.** Той предлага вградена поддръжка за компилация и изпълнение на генерирания код към следните среди: Eclipse™ IDE, Microsoft® Visual C++® IDE, операционна система Linux® и операционна система Windows® [5]. Основните предимства на тази технология са многократно съкращаване на времето за транслиране на управляващия алгоритъм от една работна симулационна среда до реално работеща с физически обекти среда; намаляване на цялостното време за приложение, тестване и верификация на разработения алгоритъм; сравнително лесна реализация на сложни алгоритми за управление. Разработеният софтуер е показан на фиг. 7.



Фиг.7 Схема за генериране на код за цифровия сигнален контролер

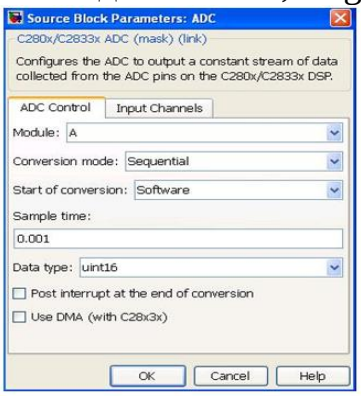
В схемата на фиг.7 са използвани блоковете ADC, ePWM, To RTDX и Target Preferences на специализираната библиотека Texas Instruments C2000 на

Simulink. Чрез блока „Target Preferences”, чиито интерфейсен прозорец е показан на фиг.8, се конфигурират специфичният модел на развойната платка, моделът на цифровия сигнален процесор и начините им на свързване; работната честота на цифровия сигнален процесор; специфичните особености на периферията. Софтуерите Simulink Coder (по-рано Real-Time Workshop), Embedded IDE Link, и Simulink използват информацията от „Target Preferences” за да симулират правилно модела и за да генерират изпълним код за конкретната работна среда.

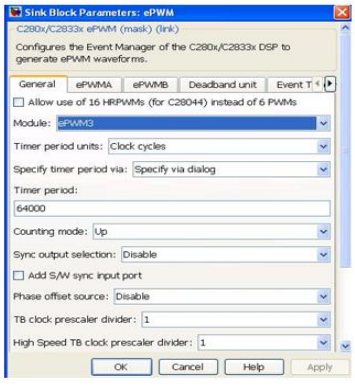


Фиг.8. Интерфейсен прозорец на блок „Target Preferences”

Блокът ADC, чиито интерфейс е показан на фиг.9.а, конфигурира АЦП. Той е 12-битов с 16 канала, минимален такт на дискретизация 80ns, входно напрежение $0 \div 3V$. Този блок може да се използва като два отделни модула по 8 канала (налични са две схеми за следене и задържане на сигналите) или като един каскадно свързан с 16 канала. Налични са два подхода за преобразуване – последователен и едновременен, т.е. преобразуването и в двата модула се извършва едновременно. Предвидени са три различни начина за стартиране на преобразуването: софтуерно – преобразуваните стойности се обновяват на всеки такт; ePWM – управлява се от събитие, свързано с широчинно импулсния модулатор; XINT2 ADC – управлява се от външен сигнал. Изходният тип на данните след преобразуването може да е: double, single, int8, uint8, int16, uint16, int32 и uint32.



Фиг.9.а Интерфейс на блока ADC



Фиг.9.б Интерфейс на блока ePWM

Блокът ePWM, чиито интерфейс е показан на фиг.9б, конфигурира ШИМ канала и позволява да се извършват следните настройки: кой от различните ePWM да е активен; какви да са мерните единици на таймерния период–секунди или clock cycles (това е по-добрия метод, поради по-малкото изчисления и намаляването

на грешката от закръгляване); големина на периода; режим на броене – нагоре, надолу или нагоре-надолу.

Блокът „To RTDX”дава възможност след разработка на софтуер в средата на MATLAB да се прехвърлят и визуализират данни в реално време от цифровия сигнален процесор в средата на Matlab/Simulink. По този начин може да се наблюдават неизмерими променливи от изпълнимия код в цифровия сигнален процесор

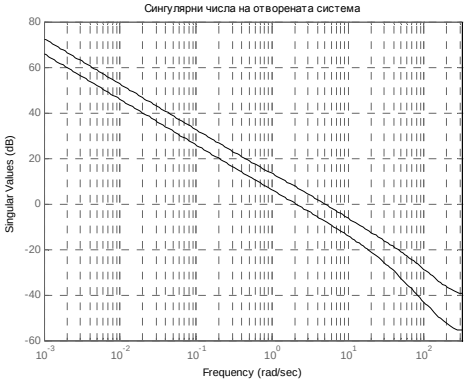
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Работоспособността на разработената система за линейно квадратично управление при непълна информация на аналогов модел с цифров сигнален контролер е потвърдена с експериментални изследвания. Проведени са експерименти при променливо задание. Качеството на синтезирания регулатор е анализирано и в честотната област. Показани са сравнения на експерименталните резултати с тези от симулация на системата за управление.

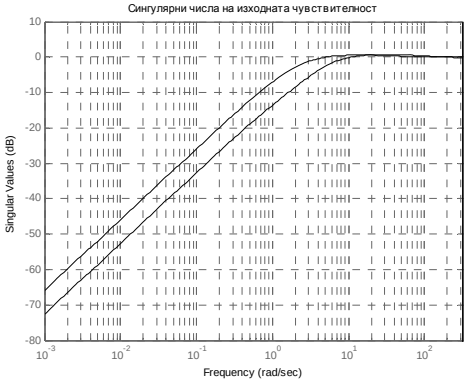
В цифровия сигнален процесор се реализира дискретен аналог на регулатора (11). Описанието (11) е дискретизирано) при такт $T_0 = 0.01s$ с метод, отчитащ фиксатора от нулев ред. По този начин се получават значително по-добри резултати при реализацията на алгоритъма за управление в цифровия сигнален процесор.

Анализ на системата в честотната област.

Еквивалентната схема от фиг.3 и изведеното описание (11) дават възможност да се направи анализ на системата за управление в честотната област с помощта на стандартните функции от *Robust Control Toolbox.* На фиг.10- фиг.13 са показани графики на сингулярните числа на дискретната отворена система за управление, на функцията на изходната чувствителност, на регулатора и на функцията на чувствителност по канала задание-управление.

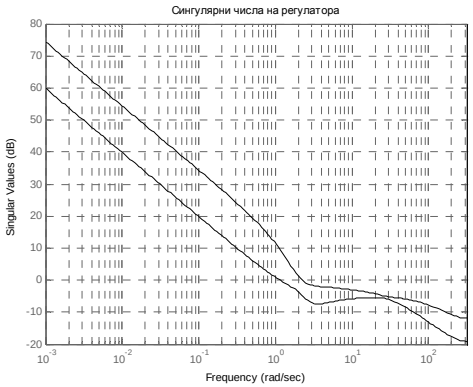


Фиг.10 Сингулярни числа на отворената система

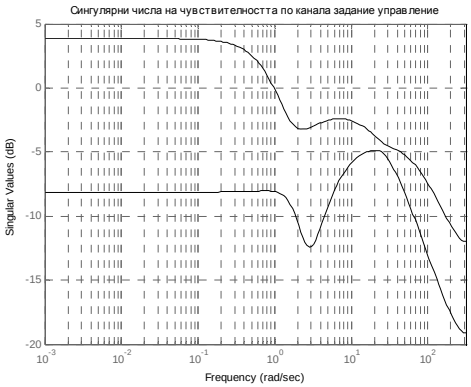


Фиг.11 Сингулярни числа на изходната чувствителност

От фигурите се вижда, че системата потиска добре изходни смущения с ниска честота (напр. смущение с честота 0.02 [rad/s] ще се потисне 100 пъти) и няма изразени пикове във функцията на изходната чувствителност при високите честоти. Също така, регулаторът потиска добре високочестотния измервателен шум.



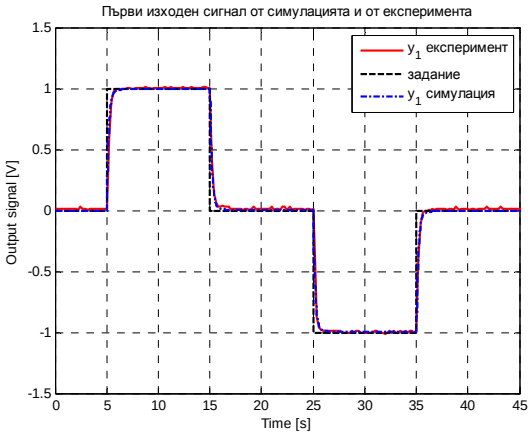
Фиг.12 Сингулярни числа на регулатора



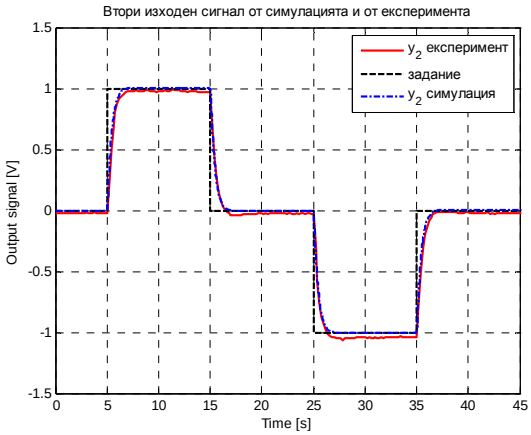
Фиг.13 Сингулярни числа по канала задание-управление

Експеримент при променливо задание.

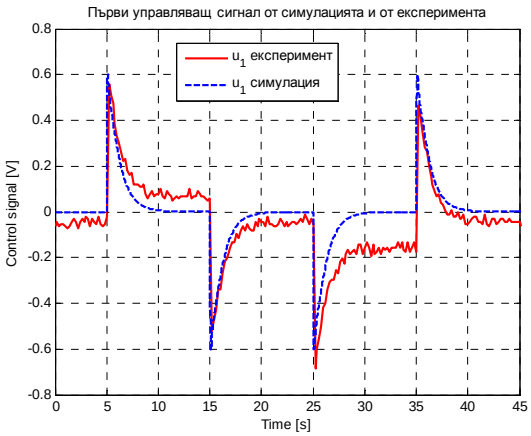
Проведен е експеримент, в който заданието се променя през $10\,s$ на три нива $-1[V]$, $0[V]$ и $1[V]$. На фиг.14- фиг.17 са показани изходните и управляващите сигнали от симулацията и от експеримента.



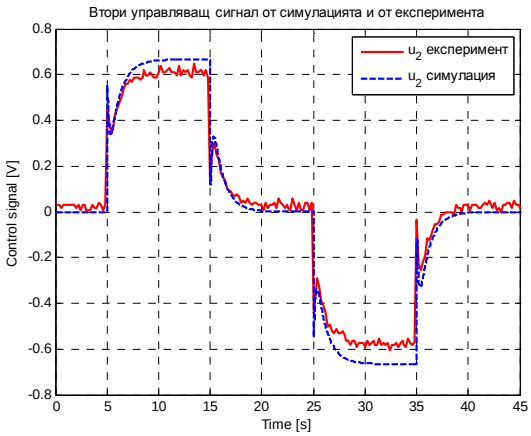
Фиг.14 Първи изходен сигнал



Фиг.15 Втори изходен сигнал



Фиг.16 Първи управляващ сигнал



Фиг.17 Втори управляващ сигнал

От фигурите за изходите се вижда отличното съвпадение на сигналите на системата за управление с тези от симулацията. Преходните процеси са апериодични и достатъчно бързи. Регулаторът успява за около 2 s да установи и двата изходни сигнала на зададената стойност. Фигурите за управленията показват известна постоянна разлика между сигналите от експеримента и тези от симу-

лацията, като тя е най-изразителна при ниските нива на управлението. Това се дължи на отместване на нулата в резултат на дрейфове в делителя на напрежение и в преобразувателя ШИМ/Аналогов сигнал от една страна и от друга страна на грешката при реализиране на точния коефициент на усилване на обекта върху аналоговата моделираща система.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е представена разработената система за линейно квадратично управление в реално време на многомерен аналогов обект от четвърти ред с два входа и два изхода при непълна информация за вектора на състоянието. Управляващият алгоритъм се реализира върху развойна платка Spectrum Digital eZdsp^{TM}F28335, в която е вграден цифров сигнален процесор Texas Instruments TMS320F28335. В средата на MATLAB®/Simulink е разработен специализиран софтуер, от който с помощта на Simulink Coder се генерира код за вграждане в цифровия сигнален контролер. Използването на тази нова технология за разработка на софтуер улеснява реализирането на сложни алгоритми за управление и наблюдение на многомерни обекти. Синтезирани са и са реализирани астатичен линейно квадратичен регулатор и наблюдател на състоянието. Извършен е анализ на системата за управление в честотната област. Доброто съвпадение между експерименталните и симулационните резултати потвърждават работоспособността и качеството на разработената система за управление.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази работа са извършени по проект 112пд053-8, финансиран от НИС при ТУ-София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Маджаров, Н., Е. Хараланова (2004), ***Инженерни методи за изследване на линейни системи за автоматично управление***, ТУ-София, 2004.

[2] Ружеков, Г., Гарипов, Е., Тиянов, И., Ц. Славов (2009). ***Многомоделно адаптивно управление с PLC.*** Международна конференция "Автоматика и информатика '09, 2009,Сборник доклади, стр.VI-17- VI-20,

[3] Гарипов, Е., Ц. Славов. (2009) ***Ръководство за лабораторни упражнения по идентификация на системи***. *ТУ-София, 2009.*

[4] ***eZdsp^{TM}F28335 Technical Reference 2007***
http://c2000.spectrumdigital.com/ezf28335/docs/ezdspf28335c_techref.pdf

[5] ***Simulink Coder 8.0***
http://www.mathworks.com/products/datasheets/pdf/simulink-coder.pdf

Автори: Любен Моллов, докт. маг. инж. от ТУ-София, кат. „Системи и управление”; Цоньо Славов, гл ас. д-р, ТУ-София, кат. „Системи и управление”, Петко Петков, чл.кор. проф. дтн , ТУ-София, кат. „Системи и управление” *email: ts_slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

NETWORK CONTROLLER DESIGN IN THE FREQUENCY DOMAIN USING ROBUST-THEORETICAL APPROACH

Alena Kozáková, Jakub Osuský

Abstract: *The paper presents networked control system design in the frequency domain based on robust decentralized approach. The controller design procedure consists of two main steps: first, the controller design is carried out for a nominal model with time delay; then, the M-Δ structure robust stability condition that considers changing time delays is verified. The nominal decentralized controller is designed using the Equivalent Subsystems Method for desired phase margin in equivalent subsystems. The design procedure is illustrated on a 3x3 example.*
Keywords: *networked control system, time delay, robust control, decentralized control, performance.*

1. INTRODUCTION

Due to the growing scale of control systems in recent years, many complex control systems (e.g. manufacturing equipment, transportation tools, robots etc.) have adopted serial communication networks to control communication between computers, controllers, sensors and actuators. Such a kind of feedback control systems in which control loops are closed through a real-time network are called networked control systems (NCSs) [2]. The change of communication architecture introduces different forms of time delays, uncertainty between sensors, actuators and controllers related to the network transmission rate and communication protocol. Time delays are often source of NCS instability and performance degradation. Research of networked control systems focuses mainly on communication protocols and controller design.
This paper deals with the NCS design in the frequency domain based on combination of robust-theoretical and decentralized approach. A decentralized PID controller design procedure for time delay systems has been developed and extended to satisfy robust stability conditions in terms of unstructured uncertainty developed in [3,4,5]. Local controllers of the nominal system are designed according to the Equivalent Subsystems Method, which transforms the nominal model transfer function matrix into a set of frequency responses of decoupled equivalent subsystems; for them local controllers are independently designed to achieve specified phase margin.The paper is organized as follows: preliminaries and problem formulation are given in Section 2, equivalent subsystem method, robust stability conditions and the developed design procedure are presented in Section 3. Section 4 describes the robust decentralized PID controller design procedure in detail, illustrated on a process with varying time delay. Conclusions are drawn at the end of the paper.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. PRELIMINARIES AND PROBLEM FORMULATION

Consider a time delay MIMO plant consisting of *m* subsystems, and described by a transfer function matrix

$$\overline{G}(s)=\{G_{ij}e^{-\overline{\tau}_{ij}s}\}_{m\times m} \tag{1}$$

to be controlled by a diagonal controller

$$R(s)=diag\{R_i(s)\}_{m\times m} \tag{2}$$

through a real-time communication network (Fig.1). The controller has to provide closed-loop stability and performance in terms of maximum overshoot of controlled variables. Given the information of the maximum network-induced delay τ_{ci} in each loop, the problem can be tackled as a robust decentralized controller design for closed loop stability within the range of possible network-induced delays, and a specified performance. In the decentralized NCS, the $i-th$ control algorithm is then in the form

$$U_i(s)=R_i(s)(W_i(s)-Y_i(s)e^{-\tau_{ci}s}) \tag{3}$$

where $0<\tau_{ci}<\tau_{Mi}$ is the unknown network-induced delay upper-bounded by τ_{Mi}.

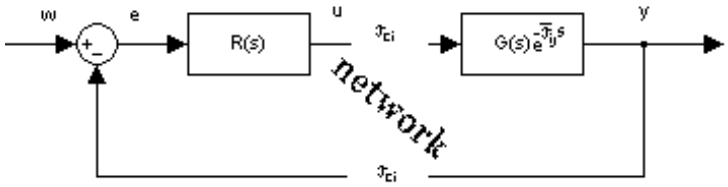


Fig.1 Network feedback control loop

Plant delay and the communication network induced delay can be considered as an integrated delay τ_{ij} according to the following justification:

$$Y(s)=\overline{G}(s)\overline{R}(s)E(s)=\tilde{G}(s)R(s)E(s) \tag{4}$$

where

$$\tilde{G}(s)=\{G_{ij}(s)e^{-(\overline{\tau}_{ij}+\tau_{ci})s}\}_{m\times m}=\{G_{ij}e^{-\tau_{ij}s}\}_{m\times m} \tag{5}$$

$$\overline{R}(s)=\{R_{ij}e^{-\tau_{ci}s}\}_{m\times m} \tag{6}$$

$$\tau_{ij}=\overline{\tau}_{ij}+\tau_{ci} \tag{7}$$

According to the robust control theory, (5) describes an uncertain system with uncertainty represented by a varying time delay τ_{ij}. When modelling uncertain systems instead of a single model, a class Π of perturbed models is to be considered. Denote $\tilde{G}(s)\in\Pi$ any perturbed model, and $G(s)\in\Pi$ the nominal model of the plant. The simplest uncertainty model is unstructured uncertainty - a full complex perturbation matrix $E(j\omega)=\ell(\omega)\Delta(j\omega)$ where $\ell(\omega)$ is a scalar weight on the norm-bounded normalized perturbation, $\Delta(s)\in R^{m\times m}$, $\sigma_{max}[\Delta(j\omega)]\le 1$ over given frequency range. The set Π is commonly generated by additive (*a*), multiplicative input (*i*) or output (*o*) uncertainties, or their inverse counterparts in case of unstable systems [7]:

Additive uncertainty:

$$\begin{aligned}&\Pi_a:=\{\tilde{G}(s):\tilde{G}(s)=G(s)+E_a(s),\\&E_a(j\omega)\le\ell_a(\omega)\Delta(j\omega)\}\\&\ell_a(\omega)=\max_{G\in\Pi_a}\sigma_{max}[\tilde{G}(j\omega)-G(j\omega)]\end{aligned} \tag{8}$$

Multiplicative input uncertainty:

$$\begin{aligned} &\Pi_a := \{\tilde{G}(s) : \tilde{G}(s) = G(s) + E_a(s), \\ &E_a(j\omega) \le \ell_a(\omega)\Delta(j\omega)\} \\ &\ell_a(\omega) = \max_{G \in \Pi_a} \sigma_{max}[\tilde{G}(j\omega) - G(j\omega)] \end{aligned} \tag{9}$$

Inverse additive uncertainty:

$$\begin{aligned} &\Pi_{ia} := \{\tilde{G}(s) : \tilde{G}(s) = G(s)[I - E_{ia}(s)G(j\omega)]^{-1}, \\ &E_{ia}(j\omega) \le \ell_{ia}(\omega)\Delta(j\omega)\} \\ &\ell_{ia}(\omega) = \max_{G \in \Pi_a} \sigma_{max}\{[G(j\omega)]^{-1} - [\tilde{G}(j\omega)]^{-1}\}, \end{aligned} \tag{10}$$

Standard feedback configuration with the uncertain system modelled by unstructured uncertainty can be rearranged into the $M - \Delta$ structure in Fig. 2, where $M(s)$ is the nominal closed-loop transfer function matrix .

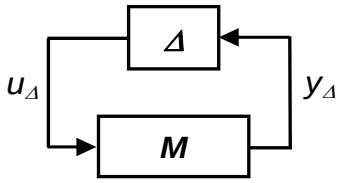


Fig. 2 $M - \Delta$ structure

Using the $M - \Delta$ structure, robust stability conditions for complex unstructured perturbation of any type is formulated in a unified manner: if the nominal system $M(s)$ is stable (nominal stability) and the normalized perturbation $\Delta(s)$ is stable, closed-loop stability of the $M - \Delta$ system is guaranteed for

$$\sigma_{max}[M(j\omega)] < 1, \ \forall\omega \tag{11}$$

The above specified controller design will be solved using the Equivalent Subsystems Method (ESM) - a frequency domain decentralized controller design technique [3].

2.1 Equivalent Subsystems Method

The Equivalent Subsystems Method (ESM) is a Nyquist-based DC design method for stability and guaranteed plant-wide performance. According to it, independent local controller designs are carried out for so-called equivalent subsystems that are actually Nyquist plots of decoupled subsystems, shaped by one selected characteristic locus of the interactions matrix. If local controllers of equivalent subsystems are independently tuned for stability and specified feasible performance, the resulting decentralized controller guarantees plant-wide the same performance as specified for equivalent subsystems. ESM used in the design for robustness [3,5] allows considering the full nominal model instead of just the diagonal one, thus reducing conservatism of the resulting robust stability conditions. The key idea behind the method is factorization of the closed-loop characteristic polynomial (CLCP)

$$CLCP = det[I + G(s)R(s)] \tag{12}$$

in terms of the nominal system $G(s)$ split into is diagonal and off-diagonal parts

$$\begin{aligned} &G(s) = G_d(s) + G_m(s) \\ &G_d(s) = diag\{G_i(s)\}_{m \times m}, \ det\, G_d(s) \neq 0 \end{aligned} \tag{13}$$

under the decentralized controller (2). Then

$$det\, F(s) = det[R^{-1}(s) + G_d(s) + G_m(s)]\, det\, R(s) \tag{14}$$

Denote the sum of diagonal matrices on the r.h.s. of (14)

$$R^{-1}(s) + G_d(s) = P(s) \tag{15}$$

where $P(s) = diag\{ p_i(s) \}_{m\times m}$.

If choosing the diagonal matrix $P(s) = diag\{p_k(s)\}_{m\times m}$ with identical entries to „counterbalance" interactions $G_m(s)$ then, the first r.h.s. term in (14) defines the *k-th* of the m characteristic functions of $[-G_m(s)]$ (the set of characteristic functions is denoted $g_i(s), i = 1,2,...,m$); thus

$$det[P(s) + G_m(s)] = det[p_k I + G_m] = \prod_{i=1}^{m} [-g_k(s) + g_i(s)] = 0, \ k = 1,2,...m \tag{16}$$

According to the Cayley-Hamilton theorem, from the viewpoint of stability, the interactions matrix $G_m(s)$ can be replaced by *[-P(s)]* yielding the relationship

$$\begin{aligned} &det[I + G(s)R(s)] = det\{ I + [G_d(s) + G_m(s)] R(s)\} = \\ &= det[R^{-1}(s) + G_d(s) - P(s)] \, det\, R(s) = det[I + G^{eq}(s)R(s)] \end{aligned} \tag{17}$$

where

$$G^{eq}(s) = diag\{ G_i^{eq}(s)\}_{m\times m} \tag{18}$$

is a diagonal matrix of m equivalent subsystems

$$G_i^{eq}(s) = G_i(s) + g_k(s), \quad i = 1,2,\ldots,m \tag{19}$$

As all matrices are diagonal, on subsystems level (17) breaks down into *m* equivalent characteristic polynomials

$$CLCP_i^{eq}(s) = 1 + R_i(s) G_i^{eq}(s) \quad i = 1,2,...,m \tag{20}$$

Considering (16)-(20), stability conditions of the Generalized Nyquist Stability Theorem modify as follows:

Corollary 1.

The closed-loop in Fig. 1 under the diagonal controller (2) is stable if and only if there exists a diagonal matrix $P(s) = diag\{ p_i(s) \}_{m\times m}$ such that

1. $det[p_k(s) I + G_m] = 0,$ for fixed $k \in \{1,...,m\}$;
2. all equivalent characteristic polynomials (20) have roots with $Re\{ s \} < 0$;
3. $N[0, det\, F(s)] = n_q$

where *N[0,g(s)]* is number of anticlockwise encirclements of the complex plane origin by the Nyquist plot of *g(s)*; n_q is number of open loop poles with $Re\{ s \} > 0$.

The design technique resulting from *Corollary 1* enables to design the decentralized controller through designing local controllers for independent equivalent subsystems using any SISO frequency-domain design method, e.g. the Neymark D-partition method [3,4], standard Bode diagram design [5], sine wave method [1], etc.

In the originally developed ESM version [3,4] it was proved that local controllers independently tuned for stability and a specified feasible degree of stability of equivalent subsystems constitute the decentralized controller guaranteeing the same degree of stability plant-wide. In [5] the performance specification applied in ESM was based on the relationship between phase margins of equivalent subsystems and the maximum overshoot. This performance specification is further developed towards robust stability.

2.2 Robust stability conditions

For all unstructured uncertainty forms (just additive, input multiplicative and inverse additive uncertainties will be considered in the sequel), corresponding matrices $M(s)$ are (negative signs do not affect resulting robustness condition are omitted):

Additive uncertainty

$$M(s) = \ell_a(s)R(s)[I + G(s)R(s)]^{-1} = \ell_a(s)M_a(s) \tag{21}$$

Input multiplicative uncertainty

$$M(s) = \ell_i(s)R(s)[I + G(s)R(s)]^{-1}G(s) = \ell_i(s)M_i(s) \tag{22}$$

Inverse additive uncertainty

$$M(s) = \ell_{ia}(s)[I + G(s)R(s)]^{-1}G(s) = \ell_{ia}(s)M_{ia}(s) \tag{23}$$

Hence, if

$$M = \ell_k M_k, \quad k = a,i,ai \tag{24}$$

the robust stability condition (11) reads as

$$\sigma_{max}[M_k(j\omega)] < \frac{1}{\ell_k(j\omega)}, k = a,i \tag{25}$$

3. ROBUST CONTROLLER DESIGN FOR PERFORMANCE

3.1. Peak criteria

In order to guarantee system stability and control performance, commonly used performance measures are maximum peaks of the complementary sensitivity *T(s)* and sensitivity *S(s)* denoted M_T, M_S, respectively, where

$$T(s) = G(s)R(s)[I + G(s)R(s)]^{-1} \tag{26}$$

$$S(s) = [I + G(s)R(s)]^{-1} \tag{27}$$

and for MIMO systems

$$M_T = \sigma_{max}[T(j\omega)] \qquad M_S = \sigma_{max}[S(j\omega)] \tag{28}$$

Upper bounds for (28) can be derived by substituting the uncertain system model into the MIMO CLCP (12) (additive uncertainty is used for illustration)

$$det[I + \tilde{G}R] = det[I + (G + \ell_a\Delta)R] = det(I + GR)det[I + \ell_a\Delta R(I + GR)^{-1}] \tag{29}$$

where the first term on the r.h.s. of is the CLCP of the nominal system that corresponds to the $CLCP^{eq}$ according to (22); condition for stability of the second term is determined using the small gain theorem. Hence the uncertain system is stable if the nominal closed loop is stable and

$$\left\| \ell_a\Delta R(I + GR)^{-1} \right\| < 1 \tag{30}$$

Considering the spectral norm and singular value properties, (30) can readily be manipulated to yield the final condition (31). The same philosophy applied for other uncertainty forms yields the following upper bounds.

Additive uncertainty:

$$\sigma_{max}[T(j\omega)] < \frac{\sigma_{min}[G(j\omega)]}{\ell_a(\omega)} = L_A(\omega) \quad \forall\omega \tag{31}$$

Multiplicative input uncertainty:

$$\sigma_{max}[T(j\omega)] < \frac{1}{\ell_i(j\omega)} = L_I(j\omega) \qquad \forall\omega \tag{32}$$

Inverse additive uncertainty:

$$\sigma_{max}[S(j\omega)] < \frac{1}{\ell_{ia}(\omega)\,\sigma_{max}[G(j\omega)]} = L_{IAF}(\omega), \forall\omega \tag{33}$$

Upper bounds $L_k(\omega), k = A,I,IA$ calculated off-line before the controller design. If the controller $R(s)$ is designed so that $\sigma_{max}(T)$ or $\sigma_{max}(S)$ is smaller than a minimum value of $L_k(\omega), k = A,I,IA$, the closed-loop system satisfies the robust stability condition (25). Specified maximum overshoot is achieved using controller design for specified phase margin. Performance specification for the full system in terms of M_T

and M_S corresponding to maximum overshoot in individual equivalent subsystems are translated into lower bounds for their phase margins according to [9]

$$PM \geq 2\arcsin\left(\frac{1}{2M_T}\right) \geq \frac{1}{M_T}[rad] \tag{34}$$

$$PM \geq 2\arcsin\left(\frac{1}{2M_S}\right) \geq \frac{1}{M_S}[rad] \tag{35}$$

Remark 1: If using (34) and (35), the calculated PM is not guaranteed, however can be taken as a first estimate in the robust controller design; if robust conditions are not met, increasing *PM* can help to achieve robust stability.

3.2 Controller design procedure

1. Calculation of nominal model $G(s)$;
2. Calculation of $L_k(\omega)$, $k = A, I, IA$ according (31), or (32), or (33), as appropriate;
3. Finding minimum value of $L_k(\omega)$, $k = A, I, IA$ corresponding to M_T (or M_s); calculation of minimum phase margin PM_{min} using (34), or (35);
4. Generating equivalent subsystems $G_{ik}^{eq}(s)$ using (19);
5. Independent design of local controllers for equivalent subsystems using any appropriate SISO frequency-domain design method to guarantee phase margin $PM > PM_{min}$;
6. Verification of robust stability condition (31), (32), (33)

Remark 2: If a SISO plant is considered, Step 4 is skipped, and the controller is designed for the nominal plant $G(s)$.

4. CASE STUDY

Consider a plant described by a 3x3 transfer function matrix [8]

$$\tilde{G}_1(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.6s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.5s}}{8.64s+1} & \frac{-0.005e^{-s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-6.5s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3s}}{5s+1} & \frac{-0.012e^{-1.2s}}{7.09s+1} \\ \frac{-1.684e^{-9.2s}}{8.15s+1} & \frac{2.31e^{-9.4s}}{10.9s+1} & \frac{(10.1s+0.87)e^{-s}}{73.132s^2+22.69s+1} \end{bmatrix} \tag{36}$$

to be controlled by a diagonal controller through a communication network. Up to *15%* change in time delay due to sending control information trough the network is admitted. When using robust control approach, a set of plants is used to describe the uncertain system; in our case $\Pi = \{\tilde{G}_1(s), \tilde{G}_2(s), \tilde{G}_3(s)\}$ where

$$\tilde{G}_2(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.86s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.85s}}{8.64s+1} & \frac{-0.005e^{-1.1s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-7.15s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3.3s}}{5s+1} & \frac{-0.012e^{-1.32s}}{7.09s+1} \\ \frac{-1.684e^{-10.12s}}{8.15s+1} & \frac{2.31e^{-10.34s}}{10.9s+1} & \frac{(10.1s+0.87)e^{-1.1s}}{73.132s^2+22.69s+1} \end{bmatrix} \quad \tilde{G}_3(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.99s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-4.025s}}{8.64s+1} & \frac{-0.005e^{-1.15s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-7.47s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3.45s}}{5s+1} & \frac{-0.012e^{-1.38s}}{7.09s+1} \\ \frac{-1.684e^{-10.58s}}{8.15s+1} & \frac{2.31e^{-10.81s}}{10.9s+1} & \frac{(10.1s+0.87)e^{-1.15s}}{73.132s^2+22.69s+1} \end{bmatrix} \tag{37}$$

1. Nominal model $G(s)$ was calculated as the mean value parameter model, i.e. the one with the mean delay value:

$$G(s)=\begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.81s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.792s}}{8.64s+1} & \frac{-0.005e^{-1.08s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-7.04s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3.25s}}{5s+1} & \frac{-0.012e^{-1.3s}}{7.09s+1} \\ \frac{-1.684e^{-9.97s}}{8.15s+1} & \frac{2.31e^{-10.18s}}{10.9s+1} & \frac{(10.1s+0.87)e^{-1.08s}}{73.132s^2+22.69s+1} \end{bmatrix} \quad (38)$$

2. Multiplicative input uncertainty has been used to illustrate the design procedure; $L_I(\omega)$ calculated according to (32), and using (9) is depicted in Fig. 3.

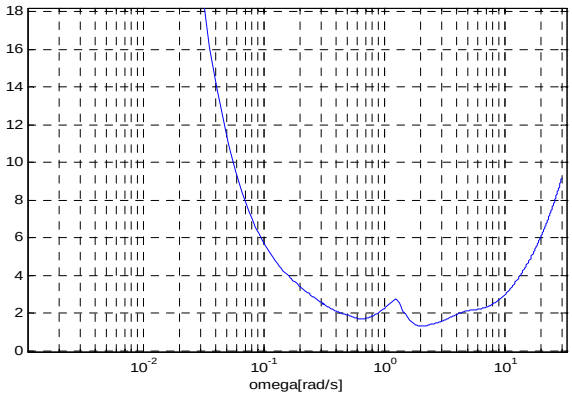


Fig. 3 $L_I(\omega)$ plot

4. The lowest value of $L_I(\omega)$ corresponds to M_T and determines the least phase margin (34) guaranteeing robust stability.

$$\min_{\omega} L_I(\omega) = 1.3095 = M_T \quad \rightarrow \quad PM_{min} = 44.9$$

5. Characteristic loci (CLs) of $G_m(s)$ are calculated and plotted (Fig. 4).

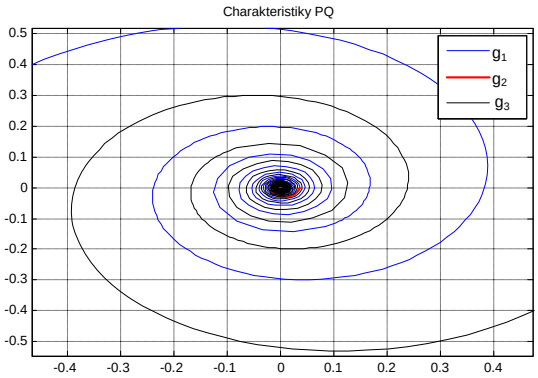


Fig. 4 Characteristic loci $g_i(j\omega)$, $i = 1,2,3$

The characteristic locus that provides equivalent subsystems with maximum phase margin was selected to generate equivalent subsystems. Hence, equivalent subsystems were generated using all three CLs, and their phase margins were compared (Tab.1).

Tab. 1 Comparision of phase margins of equivalent subsystems generated by all three CLs

PMs of equivalent subsystems	**$g_1(s)$**	**$g_2(s)$**	**$g_3(s)$**
1st subsystem	125.13°	179.33°	106.56°
2nd subsystem	196.72°	137.74°	286.64°
3rd subsystem	108.47°	179.27°	100.38°

Equivalent subsystems generated by $g_2(s)$ will further be used to design local controllers. Bode plots of all 3 equivalent subsystems are shown in Fig.5–7, the Nyquist plots are in Fig. 8.

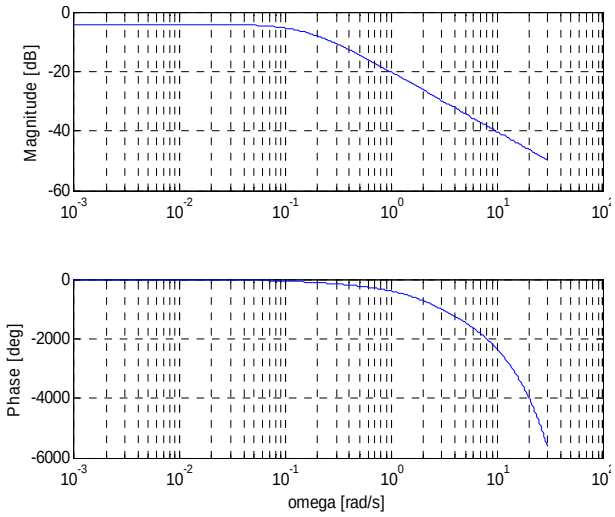


Fig.5 Bode plot of 1st eq. subsystem $G_{12}^{eq}(s)$

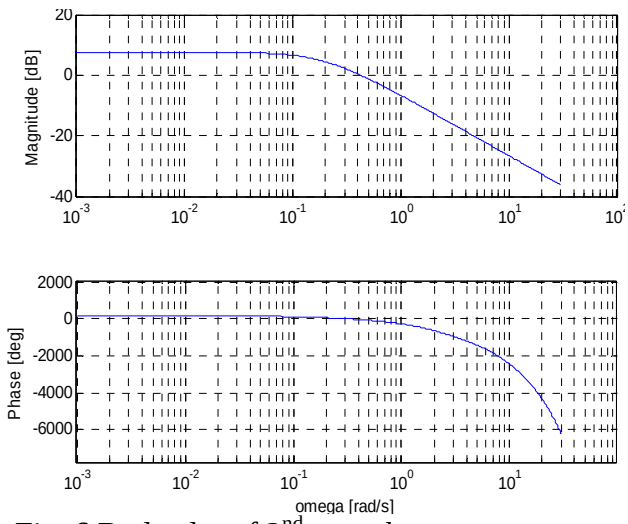


Fig. 6 Bode plot of 2nd eq. subsystem $G_{22}^{eq}(s)$

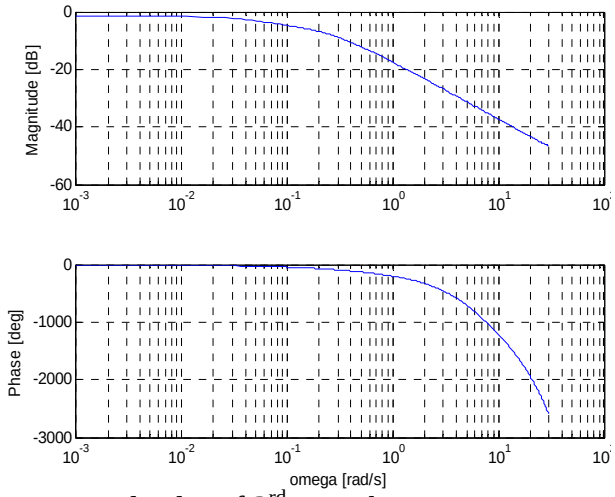


Fig. 7 Bode plot of 3rd eq. subsystem $G_{32}^{eq}(s)$

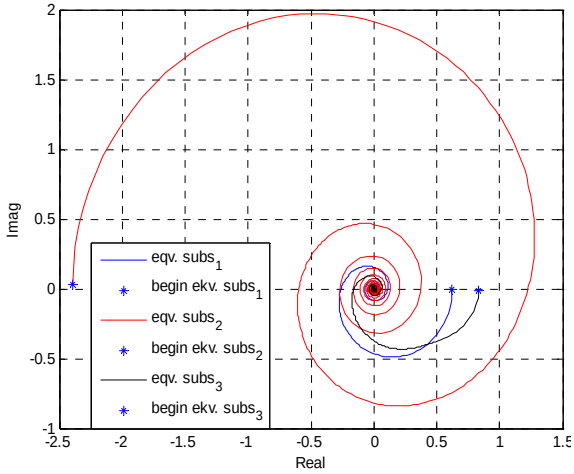


Fig. 8 Nyquist plots of equivalent subsystems

6. The resulting decentralized (diagonal) controller

$$R(s)=\begin{bmatrix} r_1(s) & 0 & 0 \\ 0 & r_2(s) & 0 \\ 0 & 0 & r_3(s) \end{bmatrix} \tag{40}$$

is composed of local controllers designed independently for each equivalent subsystem so as to guarantee robust stability and maximum overshoot $\eta = 15\%$ for the nominal model. Phase margin corresponding to overshoot 15% is approx. $PM = 60° > PM_{min}$.

Resulting local controllers designed for individual equivalent subsystems and applied to real subsystems are

$$r_1(s)=0.395+\frac{0.11}{s} \qquad r_2(s)=-0.378+\frac{-0.041}{s} \qquad r_3(s)=0.207+\frac{0.121}{s} \tag{41}$$

Achieving the desired phase margin in all three subsystems illustrate Fig.9-11.

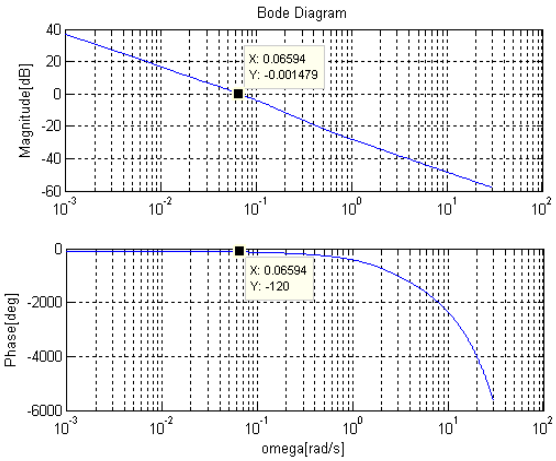


Fig.9 Bode plot of 1st eq. subsystem under $r_1(s)$

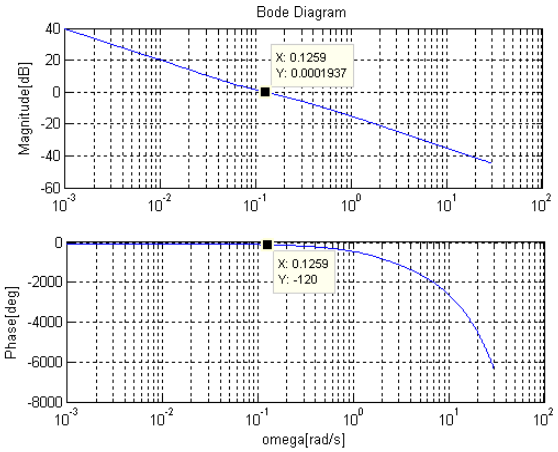


Fig.10 Bode plot for 2nd subsystem under $r_2(s)$

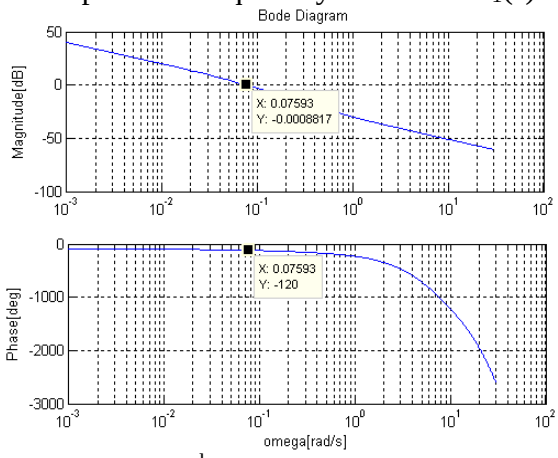


Fig.11 Bode plot of 3rd subsystem under $r_3(s)$

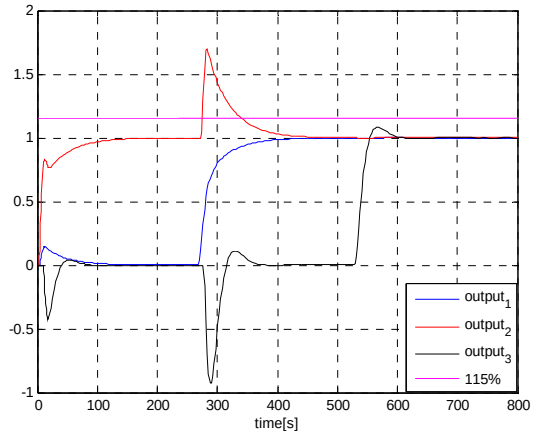


Fig.12 Closed-loop step resp. (nominal plant)

Simulated nominal closed-loop response to reference step change in Fig.12 shows overshoot less than 15% in each output. Thus, applying local controllers designed for desired phase margin in equivalent subsystems yields desired overshoot for the nominal model.

Verification of the robust stability condition (32) is shown in Fig. 13; it is possible to see that the peak of the complementary sensitivity function M_T is higher than expected, however the robust stability condition is satisfied, hence the process under the designed decentralized controller is robustly stable (i.e. stable over the whole uncertainty region specified by the (9). Finally, the designed controller was tested on the three operating points of the plant; step responses are shown in Fig.15. Figure 15 shows that plant has overshoot less than 15% in all operating points similarly as in case of the nominal model but deviation imposed by interactions is much higher than overshoot due to strong interactions of plant.

10. CONCLUSION

The paper deals with networked controller design based on robust-theoretic and decentralized frequency domain approaches. The Equivalent subsystem method was used to simplify the full transfer function matrix of the nominal model to obtain a diagonal matrix of equivalent subsystems. Thus, local controllers can be designed for individual equivalent subsystems independently to provide desired phase margin guaranteeing nominal plant-wide maximum overshoot. The controller design procedure is illustrated on a 3x3 plant model example.

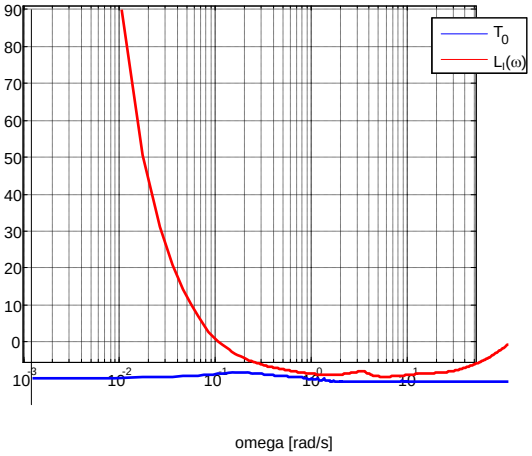


Fig.14 Verification of the robust stability condition

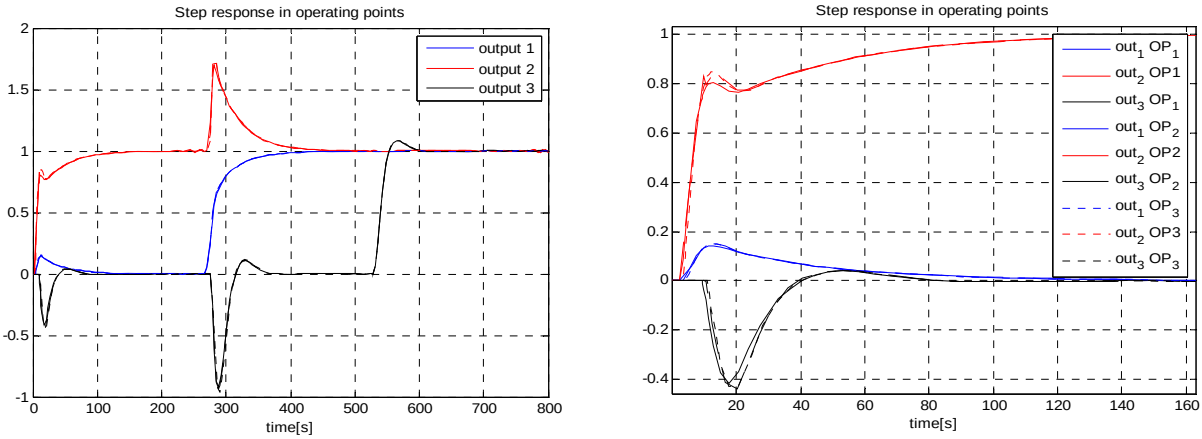


Fig.15 Closed-loop step responses process in the 3 working points

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Slovak Research and Development Agency, grant No. SK-BG-0035-10.

REFERENCES

[1] Bucz, Š., Kozáková, A. (2012), ***PID Controller Design for Specified Performance***, IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12, Brescia, Italy, FrPS.12

[2] Halevi, Y. and Ray, A. (1988), ***Integrated communication and control systems: Part I – analysis***, ASME J. Dyn. Syst. Measure Control, 110 (4), 367–373.

[3] Kozáková, A., Veselý, V. (2005), ***A frequency domain design technique for robust decentralized controllers***, 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic, Mo-E21-TO/6.

[4] Kozakova, A., Veselý, V., Osuský, J. (2009), ***A new Nyquist- based technique for tuning robust decentralized controllers***, Kybernetika, 45 (1), 63-83.

[5] Kozáková. A., Veselý, V., Osuský, J. (2011), ***Direct Design of Robust Decentralized Controllers***, 18th IFAC World Congress, Milan, Italy.

[6] Lian, F.L., Moyne, J. and Tilbury, D. (2002), ***Network design consideration for distributed control systems,*** IEEE Trans. Control Systems Technology, 10(2), 297-307.

[7] Nilsson, J. (1998), ***Real-time control systems with delays*** (PhD dissertation), Dept. of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden.

[8] Ogunnaike, B.A. and W.H. Ray (1994), ***Process dynamics, modelling and control***, Oxford University Press, New York – Oxford.

[9] Skogestad, S., Postlethwaite, I. (2005), ***Multivariable feedback control: analysis and design***, John Wiley and Sons.

Authors: *Alena Kozáková, Assoc. Prof., PhD., Jakub Osuský, PhD.*, Institute of Control and Industrial Informatics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava; *email: alena.kozakova@stuba.sk*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

ROBUST CONTROLLER DESIGN USING LMI APPROACH

Danica Rosinová, Vojtech Veselý

Abstract: *Paper addresses the problem of robust output feedback controller design with guaranteed cost and parameter dependent Lyapunov function for linear continuous and discrete time polytopic systems. The new heuristic two step LMI design methods based on Parameter Dependent Lyapunov Function are proposed. Numerical examples are given to illustrate the effectiveness of the proposed methods. The obtained results are compared with other three design procedures.*
Keywords: *Parameter Dependent Quadratic Stability, Robust Controller, Output Feedback, Polytopic Systems*

1. INTRODUCTION

The field of robust control methods based on small-gain-like robustness condition started before two decades where the consequence of the robust control paradigm was definition of the control design problem as an optimization problem. Only at the end of 80' a practical solution to this problem was found. It is worth to mention some algebraic approaches, which followed the seminal works of both linear interval systems stability analysis and stability analysis of convex polytopic uncertain ones. Description of uncertain systems using the convex polytope-type uncertainty has found its natural framework in the LMI formalism [4]. The LMI stability analysis of such system is based upon the notion of quadratic stability. To reduce quadratic stability conservatism in robust controller design procedure the parameter dependent Lyapunov function has been introduced [1], [11], [10], [12], [6], [2], [8], [18] and others). In this paper, new heuristic robust static output feedback controller design methods to stabilize continuous and discrete time linear polytopic uncertain systems which guarantee the parameter dependent quadratic stability (PDQS). The design procedure is given by LMI.

In the spirit of convexifying approach [11] a linearization algorithm has been used to solve the non convex design problem. The proposed procedure lead to an iterative LMI based algorithm. The paper is organized as follows. In Section 2 the problem formulation and some preliminary results are brought. The main results are given in Section 3. In Section 4 the obtained theoretical results are applied and compared with other known three robust static output feedback controller design methods.

2. PROBLEM FORMULATION AND PRELIMINARIES

Consider a linear affine uncertain system:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(\alpha)x(t) + B(\alpha)u(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \qquad (1)$$

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Where $x(t) \in R^n, u(t) \in R^m, y(t) \in R^l$ are state, control and output vectors respectively; $A(\alpha), B(\alpha)$ belong to the convex set S with N vertices:

$$\{A(\alpha), B(\alpha)\} = \sum_{i=1}^{N} \{A_i, B_i\} \alpha_i ; \sum_{i=1}^{N} \alpha_i = 1 \quad (2)$$

A_i, B_i, C_i are known constant matrices of appropriate dimensions of $i-th$ vertex. Such the uncertain system (1), (2) can be equivalently described by a polytopic model given by its vertices

$$\{(A_1, B_1, C), ..., (A_N, B_N, C)\}, N = 2^p \quad (3)$$

Note that, in order to keep the polytope affine property, either matrix $B(\alpha)$ or $C(\alpha)$ must be precisely known. In the following we assume that $C(\alpha)$ is known and equal to matrix *C*. The following performance index is associated with the system (1)

$$J = \int_0^\infty (x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t)) dt \quad (4)$$

where $Q = Q^T \geq 0, R = R^T > 0$ are matrices of compatible dimensions.

The problem studied in this paper can be formulated as follows: For a continuous time system described by (1) design a static output feedback controller with the gain matrix *F* and control algorithm

$$u(t) = Fy(t) = FCx(t) \quad (5)$$

so that the closed loop system

$$\dot{x} = A(\alpha) + B(\alpha) FCx(t) = A_c(\alpha) x(t) \quad (6)$$

is PDQS with guaranteed cost.

Definition 2.1 *Consider the system (1). If there exists a control law* u^* *and a positive scalar* J^* *such that the closed loop system (6) is stable and the closed loop value cost function (4) satisfies* $J \leq J^*$*, then* J^* *is said to be the guaranteed cost and* u^* *is said to be the guaranteed cost control law for system (1).*

The closed-loop system represented by (6) is a polytope of linear affine systems which can be described by a list of its vertices

$$\dot{x}(t) = A_{ci} x(t), i = 1, 2, ..., N \quad (7)$$

where $N = 2^p$ and $A_{ci} = A_{vi} + B_{vi} FC$, where A_{vi} and B_{vi} are vertices corresponding to (2). The linear uncertain system (6) belongs to a convex polytopic set

$$\dot{x}(t) = A_c(\alpha) x(t) \quad (8)$$

where

$$S = \{A_c(\alpha) : A_c(\alpha) = \sum_{i=1}^{N} A_{ci} \alpha_i \quad \sum_{i=1}^{N} \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0\} \quad (9)$$

Using the concept of Lyapunov stability it is possible to formulate the following definition and lemmas.

Definition 2.2 *System (8) is robustly stable in the uncertainty box (9) if and only if there exists a matrix* $P(\alpha) = P(\alpha)^T > 0$ *such that*

$$A_c^T(\alpha) P(\alpha) + P(\alpha) A_c(\alpha) < 0 \quad (10)$$

for all α such that $A_c(\alpha)$.

According to [11] there is no general and systematic way to formally determine $P(\alpha)$ as a function of. $A_c(\alpha)$ Such a matrix $P(\alpha)$ is called the parameter dependent Lyapunov matrix (PDLM) and for particular structure of $P(\alpha)$ the inequality (10) define the parameter dependent quadratic stability (PDQS). New formal approach to determine $P(\alpha)$ for real convex polytopic uncertainty can be found in the references [1], [2], [11], [12], [6], [10], [13], [8]. The following LMI based robust stability conditions for linear uncertain polytopic system are considered.

Lemma 2.1 [4] Uncertain system (8) is quadratically stable in the uncertain box (9) if and only if there exists a matrix $P(\alpha)=P>0$ such that

$$A_{ci}^T P + PA_{ci} < 0, i = 1,2,...,N \quad (11)$$

Unfortunately this approach generally provides quite conservative results. To reduce the conservatism when (1) is affine in α and system parameters are time-invariant a PDLM $P(\alpha)$ has been introduced. Recently the following PDLM has been considered

$$\begin{aligned} &P(\alpha)=\sum_{i=1}^{N} P_i \alpha_i, \sum_{i=1}^{N} \alpha_i = 1 \\ &P_i = P_i^T > 0, i = 1,2,...,N \end{aligned} \quad (12)$$

which has to be positive definite for all values of α such that $A_c(\alpha) \in S$ within a stability region in the complex plane defined as

$$D = \{ s \in C : \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} < 0 \} \quad (13)$$

where the asterisk denotes the transpose conjugate.
Stability within a region *D* with PDLM is denoted as D - PDQS. Standard choices for *D* are the left half-plane ($r_{11}=0, r_{12}=1, r_{22}=0$) or the unit circle $r_{11}=-1, r_{12}=0, r_{22}=1$ for discrete-time systems.

Lemma 2.2 [12], [6] The continuous -time system (8) with PDLM (12) is D-PDQS if and only if there exist matrices *H,G* and *N* positive definite matrices P_i such that

$$\begin{bmatrix} r_{11} P_i + HA_{ci} + A_{ci}^T H^T & * \\ (r_{12} P_i + A_{ci}^T G - H)^T & r_{22} P_i - G - G^T \end{bmatrix} < 0, i = 1,2,...,N \quad (14)$$

Lemma 2.3 [8] The continuous -time system (8) with PDLM (12) is PDQS if there exist positive definite matrices P_i such that the following LMI are satisfied

$$\begin{aligned} &A_{ci}^T P_i + P_i A_{ci} < -v_{ii} I, i = 1,2,...,N \\ &A_{cj}^T P_k A_{cj} + A_{ck}^T P_j + P_j A_{ck} < 2v_{jk} I \\ &j = 1,2,...,N-1, k = j+1,...,N \end{aligned} \quad (15)$$

Where $v_{ii} > 0, v_{ij} \geq 0$ for all $i \neq j$ and $V = \{ v_{ij} \}$ is positive definite.
Finally we introduce the well known results from LQ theory.

Lemma 2.4 *Consider the continuous-time system (8) with control algorithm (5).The control algorithm (5) is the guaranteed control law for system (8) if and only if the following condition holds.*

$$A_c^T(\alpha) P(\alpha) + P(\alpha) A_c(\alpha) + Q + C^T F^T RFC < 0 \quad (16)$$

Note, that if in above Lemmas' one substitute $P_i = P_j = P = P^T > 0$, the new quadratic stability conditions are obtained with less conservative results than those given by Lemma 2.1.

3. ROBUST CONTROLLER DESIGN FOR CONTINUOUS TIME SYSTEMS

In this paragraph we present a new procedure to design a static output feedback controller for polytopic continuous time linear system (8) with control law (5) which ensure the guaranteed cost using PDQS based on Lemma2.3. The results are summarized in the following theorem.

Theorem 3.1 *Consider the continuous-time system (8) with control law (5). The control algorithm (5) is guaranteed control law if the following two conditions hold:*

$$\begin{aligned} &A_i^T P_i + P_i A_i + Q + G_i^T R G_i - P_i B_i R^{-1} B_i^T P_i + v_{ii} I < 0 \\ &A_j^T P_k + P_k A_j + A_k^T P_j + P_j A_k + G_{jk}^T R_1 G_{jk} + G_{kj}^T R G_{kj} \\ &+ Q - P_k B_j R^{-1} B_j^T P_k - P_j B_k R^{-1} B_k^T P_j \le 2 v_{jk} I \end{aligned} \qquad (17)$$

where

$$\begin{aligned} G_i &= F C_i + R^{-1} B_i^T P_i \\ G_{jk} &= F C_j + R_1^{-1} B_j^T P_k \\ G_{kj} &= F C_k + R_1^{-1} B_k^T P_j \; ; R_1 = R/2 \end{aligned}$$

And matrix $V = \{ v_{jk} \}_{NxN}$ is symmetric positive definite.

Proof. The inequality (16) can be rewritten using (8), (12) as follows

$$\begin{aligned} &(\sum_{i=1}^{N} A_{ci} \alpha_i)^T \sum_{i=1}^{N} P_i \alpha_i + \sum_{i=1}^{N} P_i \alpha_i \\ &\sum_{i=1}^{N} A_{ci} \alpha_i + Q + C^T F^T R F C < 0 \end{aligned}$$

or equivalently

$$\sum_{i=1}^{N} N_{ii} \alpha_i^2 + \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{k=j+1}^{N} 2 \alpha_j \alpha_k N_{jk} + Q + C^T F^T R F C < 0 \qquad (18)$$

where

$$\begin{aligned} N_{ii} &= A_{ci}^T P_i + P_i A_{ci} \; , i = 1, 2, ..., N \\ N_{ik} &= \frac{1}{2} (A_{ci}^T P_k + P_k A_{ci} + A_{ck}^T P_i + P_i A_{ck}) \\ &i = 1, 2, ..., N-1, k = i+1, ..., N \end{aligned}$$

Multiplying performance part of (18) by $\sum_{i=1}^{N} \alpha_i \, (Q + C^T F^T R F C) \sum_{i=1}^{N} \alpha_i$. After some manipulation one obtains

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{N} \alpha_i \, (N_{ii} + Q + C^T F^T R F C) + \\ &\sum_{j=1}^{N-1} \sum_{k=j+1}^{N} 2 \alpha_j \alpha_k \, (N_{jk} + C^T F^T R_1 F C) \le 0 \end{aligned} \; . \qquad (19)$$

Introducing the following inequalities $\begin{matrix} N_{ii} + Q + C^T F^T R F C \le - v_{ii} I \\ N_{jk} + C^T R_1 R F C \le v_{jk} I \end{matrix}$ provided that $V = \{ v_{ij} \}$ is positive definite matrix after some manipulation we obtain (17). Matrix inequalities (17) are nonconvex. There are following possible approaches to solve this nonconvex problem

- Using BMI solver, like PENBMI;
- linearization of a nonconvex term [19], [11], [9], [13], [17]
- using the two step algorithm proposed in [16] and
- convexifying algorithm [11].

The linearization algorithm is less conservative as two step algorithm. Note that with linearization algorithm only local optimality is guaranteed. It should be mentioned that the linearization is a convexifying algorithm, in the spirit of [11]. A convexifying algorithm must find a convexifying potential function. There might exist many candidates for convexifying potential functions for a given nonconvex matrix inequality.

Finding a nice convexifying function is generally difficult. Linearization approach may provide such a nice convexifying potential function.

Lemma 3.1 [9] Let a matrix $W \in R^{nxn} > 0$ be given. Then the following statements are true.

i.) The linearization of $X^{-1} \in R^{nxn}$ about value $X_k > 0$ is

$$lin(X^{-1}, X_k) = X_k^{-1} - X_k^{-1}(X - X_k)X_k^{-1} \quad (20)$$

ii.) The linearization of $XWX \in R^{nxn}$ about value of $X_k > 0$ is

$$lin(XWX, X_k) = X_k WX_k - XWX_k - X_k WX \quad (21)$$

Where is $lin(.,X_k)$ the linearization operator at given point X_k It is easy to show that

$$\begin{aligned} &-XWX \le lin(XWX, X_k) \\ &X^{-1} - X_k^{-1} + X_k^{-1}(X - X_k)X_k^{-1} \ge 0 \end{aligned} \quad (22)$$

On the base of Lemma3.1 the results of Theorem3.1 can be rewritten in the following LMI conditions

$$\begin{bmatrix} A_i^T P_i + P_i A_i + Q + lin_i 3 + v_{ii} I & G_i^T \\ G_i & -R_1^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

$$lin_i 3 = lin(P_i B_i R^{-1} B_i^T P_i), i = 1,2,...,N$$

$$\begin{bmatrix} LJ_{ik} + lin_i 4 - 2v_{ik} I & * & * \\ G_{ik} & -R_1^{-1} & 0 \\ G_{ki} & 0 & -R_1^{-1} \end{bmatrix} < 0$$

$$lin_i 4 = lin(P_k B_i R_1^{-1} B_i^T P_k) + lin(P_i B_k R_1^{-1} B_k^T P_i) \quad (24)$$

$$i = 1,2,...,N-1; k = i+1,...,N, P_i < r_0; i = 1,2,...,N$$

$$LJ_{ik} = A_{vi}^T P_k + P_k A_{vi} + A_{vk}^T P_i + P_i A_{vk}$$

If the LMI solution of (23), (24) are feasible with respect to matrices F and $P_i, i = 1,2,...,N$ and matrix $V = \{v_{ij}\}_{NxN}$ is positive definite, then the uncertain polytopic system (1) is parameter dependent quadratically stable with a guaranteed cost control algorithm

$$u = FCx = Fy \quad (25)$$

and $J^* = \max_i x_0^T P_i x_0$ is the guaranteed cost for uncertain closed loop system.

4. TWO STEP HEURISTIC ROBUST CONTROLLER DESIGN APPROACH

In this paragraph two step heuristic robust controller design LMI approach is presented. The design robust controller design procedure is summarized as follows:

- There exists PDLM (12) and matrices F, H such that for the $i-th$ vertex, the following conditions hold:

$$\begin{aligned} &r_{12}(A_{ci}^T P_i + P_i A_{ci}) + r_{11} P_i + r_{22} A_{ci}^T P_i A_{ci} + Q + C^T RFC < 0 \\ &r_{11} P_i + A_{ci}^T H^T + HA_{ci} + Q + C^T F^T RFC < 0, i = 1,2,...,N \end{aligned}$$

For a given performance matrices Q, R if the solution of (26) is feasible with respect to matrices F, P_i, H than the stability and performance is guaranteed for each vertex of uncertainty box.

- For known gain matrix F check the robust stability and performance using (17) which reduces to LMI conditions. If the solution is feasible the designed robust controller guarantees the robust stability and performance in the uncertainty box defined by (9). For check the robust stability and performance instead of (17) one can use the results [18]. If in the second step solution is not feasible return to first step. For first step calculation increase the eigenvalues of matrix Q and obtain the new

matrices F, P_i, H. Robust stability and performance is checked in second step with original value of matrix Q.

If there is no solution with proposed algorithm the two step heuristic algorithm is failed.

5. NUMERICAL EXAMPLES

In this paragraph we present the results of numerical calculations of first four examples to design of static output feedback controller with guaranteed cost. The proposed designed method (PDLM2) have been compared with following three methods

- parameter dependent quadratic stability (PDLM3) based on Lemma 2.2 when $G = I$
- improved quadratic stability ($P_i = P_j = P$) (IQS) based on Lemma 2.2 when $G = I$
- quadratic stability, Lemma 2.1 (QS)

The last example serves to check the proposed heuristic algorithm to design of robust predictive controller.

Example 1: has been borrowed from [3] to demonstrate the use of algorithm given by (23) on the problem of robustly stabilizing with guaranteed cost a vertical take off and landing helicopter. It is known that presented system is static output feedback stabilizable. Let matrices ($A(\theta), B(\theta), C$) in (1) be defined as

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} -0.036 & 0.0271 & 0.0188 & -0.4555 \\ 0.0482 & -1.01 & 0.0024 & -4.0208 \\ 0.1002 & q_1(t) & -0.707 & q_2(t) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; B(\theta) = \begin{bmatrix} 0.4422 & 0.1761 \\ q_3(t) & -7.592 \\ -5.52 & 4.49 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = [\,0 \quad 1 \quad 0 \quad 0\,]$$

with parameters bounds $-0.6319 \le q_1(t) \le 1.3681, 1.22 \le q_2(t) \le 1.42$ and $2.7446 \le q_3(t) \le 4.3446$ for all time. The above model has been recalculated to the form (2) with $-1 \le \theta_i \le 1 \cdot i = 1; 2; 3$, the following model has been obtained:

- $A_0 = A(\theta)$ with $A_0(3,2) = 0.3681$ and $A_0(3,4) = 1.32$; $B_0 = B(\theta)$ with $B_0(2,1) = 3.5446$
- $A_1 = 0$ with $A_1(3,2) = 1$, $B_1 = 1$
- $A_2 = 0$ with $A_2(3,4) = 0.1$:1, $B_2 = 0$
- $A_3 = 0$, $B_3 = 0$ with $B_3(2,1) = 0.8$

The respective eight vertices are calculated. The results of calculation are summarized in Table 1. $r_0 = 75, R = rI, r = 1, Q = qI, q = 0.0001$

Table 1

Methods	θ_m	maxEig
PDLM2	6,4	-0,0679
PDLM3	No	No
IQS	No	No
QS	No	No

Table 2

Methods	θ_m	maxEig
PDLM2	1.3	-0.1685
PDLM3	1.1	-0.0966
IQS	1.1	-0.1046
QS	no	no

Table 3

Methods	θ_m	$max\ Eig^*$
PDLM2	0.95	-14.454
PDLM3	0.15	-11.244
IQS	0.05	-10.418
QS	no	no

Table 4

Methods	θ_m	$max\ Eig^*$
PDLM2	2.3	-0.1909
PDLM3	2.1	-0.132
IQS	2	-0.1141
QS	1.3	-0.0824

In the Table 1 and the next tables θ_m is the absolute value of maximal uncertainty while the proposed design procedure guarantees closed-loop system stable and *maxEig* is the maximal closed-loop eigenvalue when $|\theta_1| = |\theta_2| = |\theta_3| = |\theta| = 1$. The gain matrix F for the first method and $|\theta| = 1$ are PDLM2: $F^T = [\,-0.9368 \quad 2.2113\,]$

In the first example the methods PDLM3, IQS and QS do not give feasible solutions

Example 2: The second example has been borrowed from [3]. It concerns the design of robust controller with guaranteed cost for the stabilizing of the lateral axis dynamics for an L-1011 aircraft. Let matrices ($A(\theta),B(\theta),C$) be defined as

$$A(\theta)=\begin{bmatrix} -2.98 & q_1(t) & 0 & -0.0340 \\ -0.9900 & -0.2100 & 0.0350 & -0.0011 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0.3900 & -5.555 & 0 & -1.890 \end{bmatrix} \qquad B(\theta)=\begin{bmatrix} -0.0320 & 0 & 0 & -1.600 \end{bmatrix}, C=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

with parameter bound $-0.57 \le q_1(t) \le 2.43$ for all time. The above model has been recalculated for the case of $-1 \le \theta \le 1$ and $A_0 = A(\theta)$ with of $A_0(1,2)=0.93$ and $A_1=0$ with $A_1(1,2)=1.5$. Input matrices are $B_0 = B(\theta)$ and $B_1=0$. Two vertices are calculated. The results of calculations are summarized in Table 2 for $r_0=100, r=1, q=0.1$

The gain matrix F for the first approach and $|\theta|=1$ is:

PDLM2: $$F=\begin{bmatrix} 1.3879 & 3.8679 \end{bmatrix}$$

For the second example quadratic stability design method gives no feasible solution.

Example 3: In the third example the design techniques developed in this paper are applied to a realistic missile example [5]. The purpose is to determine admissible uncertainty level for which stability of the closed-loop system with guaranteed cost is preserved. The dynamics of the controlled missile roll axis is described by the following matrices.

$$A_0=\begin{bmatrix} -180 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -180 & 0 & 0 & 0 \\ -21.23 & 0 & -0.6888 & -14.7 & 0 \\ 256.7 & 0 & 122.6 & -1.793 & 0 \\ -52.33 & 304.7 & 0 & 36.7 & -9.661 \end{bmatrix}$$

$$B_0^T=\begin{bmatrix} 180 & 0 & 0 & 256.7 & 0 \\ 0 & 180 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_1=\begin{bmatrix} 27 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 27 & 0 & 0 & 0 \\ 21.2 & 0 & 0.6888 & 14.96 & 0 \\ -38.6 & 0 & 122.6 & 0 & 0 \\ 52.4 & 304.8 & 0 & 36.8 & 9.96 \end{bmatrix} \qquad B_2^T=\begin{bmatrix} 40.5 & 0 & 0 & 57.9 & 0 \\ 0 & 40.5 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$A_2=0$, $B_1=0$. The four vertices are calculated. The results of calculation are summarized in Table 3. $r_0=100, r=1, q=0.005$ where $\max Eig^*$ is maximal eigenvalue of closed-loop system for $|\theta|=0.05$. Quadratic stability method does not give feasible solutions. The static output feedback gain matrices for $|\theta|=0.05$ are

PDLM2: $$F=\begin{bmatrix} 0.5665 & -0.5887 & -0.0008 \\ -0.2899 & -0.0298 & -0.987 \end{bmatrix}$$

The admissible uncertainty level for which stability of the closed-loop system with guaranteed cost is equal to $|\theta|=0.95$

Example 4: In this example we consider the linear model of two cooperating DC motors. The problem is to design two PI controllers for a laboratory MIMO system which will guarantee PDQS of closed-loop uncertain system. The system model is given by (1) and (2) with a time invariant matrix affine type uncertain structure, where

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & -0.2148 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1.014 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.2605 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -0.9107 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.1639 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0.8137 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.2279 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0.8251 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -0.025 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.1395 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0938 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.2911 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0188 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0208 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0333 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.1173 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0.0125 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0594 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0116 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0308 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0188 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0156 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0208 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0333 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0.1348 & 0 \\ 0.0478 & 0 \\ 0 & -0.1028 \\ 0 & -0.0091 \\ -0.0841 & 0 \\ -0.0287 & 0 \\ 0 & 0.3676 \\ 0 & 0.2448 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0.0625 & 0 \\ -0.0798 & 0 \\ 0 & -0.0462 \\ 0 & -0.0449 \\ 0.0016 & 0 \\ 0.0072 & 0 \\ 0 & 0.077 \\ 0 & -0.005 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} -0.0094 & 0 \\ 0.0151 & 0 \\ 0 & 0.0019 \\ 0 & -0.003 \\ -0.0121 & 0 \\ -0.03 & 0 \\ 0 & -0.064 \\ 0 & 0.0189 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

The number of vertices of polytope systems is equal to 4 and the polytope vertices are computed for two variables θ_1, θ_2 alternatively taken at their maximum $\bar{\theta}_i = 1$ and minimum $\underline{\theta}_i = -1, i = 1,2$. The decentralized control structure for the two PI controllers can be obtained by the choice of the static output feedback gain matrix F structure. It is given as follows

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & 0 & f_{13} & 0 \\ 0 & f_{22} & 0 & f_{24} \end{bmatrix}$$

The results of calculation of a static output feedback gain matrix F are summarized in Table 4. $r_0 = 75, r = 1, q = 0.0001$ The static output feedback gain matrices F for $|\theta| = 1$ are as follows

PDLM2: $$F=\begin{bmatrix} -4.5491 & 0 & -0.9967 & 0 \\ 0 & -8.8005 & 0 & -3.6587 \end{bmatrix}$$

Example 5: In this example the robust predictive controller is designed using the approach proposed in [18]. Plant model of 3rd order 2 inputs and 2 outputs and 2 uncertainties has been generated by computer. The goal is to design two PI controller which guarantee the closed-loop PDQ stability and performance given by (4) for discrete case. Expanded uncertain plant model with two PI controllers and for $N=2^2=4$ vertices are given as follow:

$$A_1=\begin{bmatrix} -0.03780 & 0.2786 & -0.4916 & 0 & 0 \\ -0.1905 & 0.8747 & -0.1641 & 0 & 0 \\ -0.5069 & -0.3065 & 0.3974 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B_1=\begin{bmatrix} -0.5558 & -0.0456 \\ -0.7969 & 0.3227 \\ -0.0969 & -0.3936 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C_1=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2nd vertices

$$A_2=\begin{bmatrix} -0.0494 & 0.3151 & -0.5184 & 0 & 0 \\ -0.2038 & 0.9007 & -0.1297 & 0 & 0 \\ -0.4993 & -0.3453 & 0.3934 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B_2=\begin{bmatrix} -0.5649 & -0.0401 \\ -0.7793 & 0.334 \\ -0.0603 & -0.3877 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3=\begin{bmatrix} -0.0424 & 0.2882 & -0.5050 & 0 & 0 \\ -0.1966 & 0.9024 & -0.1505 & 0 & 0 \\ -0.502 & -0.3244 & 0.3923 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B_3=\begin{bmatrix} -0.5739 & -0.0363 \\ -0.7927 & 0.3284 \\ -0.0765 & -0.3870 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4=\begin{bmatrix} -0.0446 & 0.3056 & -0.505 & 0 & 0 \\ -0.1977 & 0.8730 & -0.1433 & 0 & 0 \\ -0.5042 & -0.3274 & 0.3985 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B_4=\begin{bmatrix} -0.5468 & -0.0494 \\ -0.7834 & 0.3083 \\ -0.0807 & -0.3943 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Note that $C_1=C_2=C_3=C_4$. We have taken horizon and control prediction equal to four. For this case the plant model is expanded to as follows: for all vertices we obtain $A\in R^{20\times 20}, B\in R^{20\times 8}$ matrices and output matrix $C\in R^{8\times 20}$. The goal is to design control algorithm in the form $v(t)=FC_i z(t)$ such that closed-loop system is robustly stable and performance given by $Q=q*I, q=0.001; R=r*I, r=1$, (4) has optimal value when $0<P_i<ro*I; ro=1000.$ The obtained results are as follows: maximal eigenvalue-value of closed-loop polytopic system is equal to 0.6677 ; The predictive controller gain value $F\in R^{8\times 16}$ guarantees robust stability of closed-loop predictive control system and optimal performance. The feasible solution has been obtained by heuristic algorithm (26) without iteration between first and second step of proposed algorithm.

6. CONCLUSIONS

In this paper, we have proposed new procedure for robust output feedback controller design for polytopic uncertain system with parameter dependent Lyapunov function. The feasible solutions of the output feedback controller design provide sufficient conditions guaranteeing the PDQS with guaranteed cost. The proposed design methods are based on the new robust stability analysis of polytopic systems. Main advantage of proposed methods are that only the LMI and linearization approach of non convex

problem with respect to matrix $P_i ; i = 1,2,...,N$ is adapted. The examples show the effectiveness of the proposed methods.

7. ACKNOWLEDGEMENT

The work has been supported by Grant *APVV-0211-10* and *SK-BG-0035-10* of the Slovak Scientific Research Grant Agency.

REFERENCES

[1] Apkarian P., Feron E. and Gahinet P.: **Parameter-Dependent Lyapunov Functions for Robust Control of Systems with Real Parametric Uncertainty**, (1995). In: Proceedings of 3rd EEC, Rome, Italy, 2275-2280.
[2] Bachelier O., Bernussou J., deOliveira M.C. and Geromel J.C.: **Parameter Dependent Lyapunov Control Design: Numerical Evaluation**, (1999), In: Proceedings of the 38th Conference on D.C, Phoenix, Arizona, USA, 293-297.
[3] Benton R. E. JR. and Smith D.: **A Non Iterative LMI Based Algorithm For Robust Static Output Feedback Stabilization**, (1999) Int.J.Control, 72, 14, 1322-1330.
[4] Boyd S., El Ghaoui L.,Feron E., and Balakrishnan V.: **Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory**, (1994), SIAM, 115, Philadelphia.
[5] Chilali M., Gahinet P. and Apkarian P.: **Robust Pole Placement in LMI Region**, (1999), IEEE Transaction on AC, Vol 44, N 12, 2257-2267
[6] Dettori M. and Scherer W.C.: **New Robust Stability and Performance Conditions Based on Parameter Dependent Multiplier**, (2000). In: 39th IEEE Conference on DC, Sydney, Australia.
[7] Filasov_a A. and Krokavec D.: **Design Principles of Active Robust Fault Tolerant Control Systems** (2011), In: Robust Control Theory and Applications, Ed. Andrzej Bartoszewicz, Intech, Free online editions of Intech www.intechopen.com
[8] Grman L., Rosinová D., Kozáková A. and Veselý V.: **Robust Stability Conditions for Polytopic Systems**,(2005), Inter. J. of System Sciences,Vol36,N15,961-973.
[9] Han J., and Skelton, R.E.: **An LMI Optimization Approach for Structured Linear Controllers**, (2003). In: Proceedings of the 42 th IEEE Conference on DC, Maui, Havaii, 5143-5148. .
[10] Henrion D., Alzelier D. and Peaucelle D. :**Positive Polynomial Matrices and Improved Robustness Conditions**, (2002) In: 15th Triennial World Congres, Barcelona , CD.
[11] de Oliveira M.C., Camino J.F. and Skelton R.E.: **A Convexifying Algorithm for the Design of Structured Linear Controllers**, (2000). In: Proceedings of the 39th IEEE Conference on DC, Sydney, Australia, 2781-2786.
[12] Peaucelle D., Arzelier D., Bachelier O. and Bernussou J.: **A New Robust D-stability Condition for Real Convex Polytopic Uncertainty**, (2000), Systems and Control Letters, 40, 21-30.
[13] Rosinová D. and Veselý V. : **Robust Output Feedback Design of Linear Discrete-Time Systems: LMI Approach**, (2003), In:4th IFAC Symposium on Robust Control Design, Milano, June 2003, CD.
[14] Rosinová D. and Veselý V. : **Robust PID decentralized Controller Design Using LMI**. (2007) International J. of Computers, Communications and Control Vol.II N2,195-204.
[15] Skelton R.E., Iwasaki,T. and Grigoriadis, K.: **A Unified Algebraic Approach to Linear Control Design**, (1998), Taylor and Francis
[16] Veselý V.: **Static Output Feedback Controller Design**, (2001), Kybernetika, 37, 2, 205-221.
[17] Veselý V.: **Robust Output Feedback Control Synthesis: LMI Approach**, (2003). In: 3rd IFAC Conference on Control System Design, Bratislava, CD publication.
[18] Veselý V., Rosinová D. and Kozáková A.: **Robust Controller Design: New Approaches in the Time and Frequency Domains**. In: Robust Control Theory and Applications, Ed. Andrzej Bartoszewicz, Intech, Free online editions of Intech www.intechopen.com (2011)
[19] Yong Yan Cao and You Xian Sun: **Static Output Feedback Simultaneous Stabilization. LMI Approach**, (1998), Int. J. Control 70, 5, 803-814.

Authors: Danica Rosinová, Vojtech Veselý – Institute of Control and Industrial Informatics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava, *e-mail: vojtech.vesely@stuba.sk*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Т. Пулева

MODIFIED ZIEGLER-NICHOLS FREQUENCY-DOMAIN METHOD FOR SPECIFIED CLOSED-LOOP PERFORMANCE

Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý

Abstract: *Despite of that since the emergence of the first PID controller more than three quarters of a century elapsed auto-tuners of industrial controllers still apply closed tuning methods (e.g. the Ziegler-Nichols method and similar approaches) that do not allow implementing performance requirements in the design algorithm [6]. This paper deals with a new PID controller design method based on integrating requirements on closed-loop performance into the popular frequency-domain Ziegler-Nichols design approach. The developed method provides support to the designer by converting identified ultimate plant parameters into PID controller parameters (K,T_i,T_d) using variable weights that depend on expected maximum overshoot η_{max} and settling time t_s of the closed-loop step response. The weights ($\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3$) of ultimate plant parameters T_c and K_c occurring in tuning rules $\Theta_{PID}=(K,T_i,T_d)=(\alpha_1 K_c,\alpha_2 T_c,\alpha_3 T_c)$ differ from standard recommendations of the Ziegler-Nichols method ($\alpha_{1Z\text{-}N},\alpha_{2Z\text{-}N},\alpha_{3Z\text{-}N}$)=(0.6,0.5,0.125). Obtained tuning rules are presented in the modified Ziegler-Nichols table.*

Keywords: *performance evaluation, overshoot, settling time, crossover frequency*

1. INTRODUCTION

The frequency-domain Ziegler-Nichols method [8,11] is widely used in industrial practice to tune PID controllers for plants with unknown mathematical model; the tuning algorithm is integrated in auto-tuners of industrial controllers [10]. It also used for correction of PID controller parameters in the closed-loop, where after switching the controller output to the relay mode parameters of the generated stable limit cycle are used to update controller parameters. Despite its popularity, the *standard Ziegler-Nichols method* does not allow the designer to specify *required closed-loop performance.* To remove this drawback, the proposed modified frequency-domain Ziegler-Nichols method allows to achieve specified *maximum overshoot* $\eta_{max}\in\langle 0\%,50\%\rangle$ and *settling time* $t_s\in\langle 7/\omega_c,22/\omega_c\rangle$ of the closed-loop response to the set-point step change, where ω_c is the plant critical frequency.

2. ZIEGLER-NICHOLS FREQUENCY-DOMAIN METHOD

The frequency-domain Ziegler-Nichols method is a direct tuning procedure with fast rejection of the disturbance *d(t)* being most frequently cited in technical literature. To

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

design a controller, only two characteristic parameters of the unknown plant are to be identified.

Consider the feedback loop depicted in Fig.1a with negative unit feedback; put the PID controller in proportional mode and increase the gain K of the controller $G_R(s)=K$ until the output $y(t)$ exhibits persistent oscillations; from them, the *critical period* T_c and the related *critical gain* K_c are read. If considering the standard interacting form of the PID controller

$$G_R(s) = K\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right), \quad (1)$$

coefficients of P, PI and PID controllers are calculated according to the Table 1.

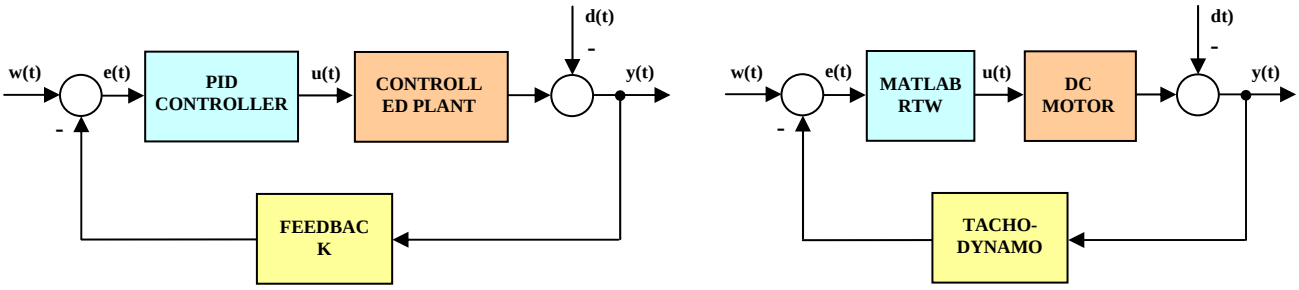


Fig.1. *a)* Feedback control loop for Ziegler-Nichols frequency-domain method; *b)* Control loop with the DC motor

Table 1. PID tuning rules according to the Ziegler-Nichols method

Controller	***K***	***T_i***	***T_d***	***T_p***
P	$0{,}5K_c$	-	-	T_c
PI	$0{,}45K_c$	$0{,}8T_c$	-	$1{,}4T_c$
PID	$0{,}6K_c$	$0{,}5T_c$	$0{,}125T_c$	$0{,}85T_c$

According to the Ziegler-Nichols frequency-domain method, if the open-loop transfer function with the proportional controller

$$L(j\omega) = G(j\omega)G_R(j\omega) = KG(j\omega) \quad (2)$$

is at the limit of instability, it can be expressed in polar form according to the Nyquist condition

$$L(j\omega_c) = -1 = 1e^{-j180^\circ}, \quad (3)$$

where $\omega_c=2\pi/T_c$ is the *critical frequency of the plant.* From comparison of (2) and (3) at $\omega=\omega_c$ and for $K=K_c$ results the complex equation

$$G(j\omega_c) = [1/K_c]e^{-j180^\circ}, \quad (4)$$

which expresses position of the plant critical point $C=G(j\omega_c)$ with coordinates $\{\omega_c, 1/K_c, -\pi\}$ on the negative half-axis of the complex plane. This point is crossed by the frequency characteristics of the unknown plant.

If we substitute the Ziegler-Nichols PID controller tuning rules from Table 1 into the frequency-response transfer function of the PID controller

$$G_R(j\omega) = K\left[1 + j\left(T_d\omega - \frac{1}{T_i\omega}\right)\right] \quad (5)$$

and consider critical frequency ω_c, we obtain the complex number

$$G_R(j\omega_c) = 0{,}6K_c\left[1 + j\left(\frac{T_c}{8}\frac{2\pi}{T_c} - \frac{T_c}{0{,}5.T_c.2\pi}\right)\right] = 0{,}66K_c e^{j25{,}01^\circ} \quad (6)$$

with a magnitude depending solely on the critical gain of the plant, and a constant argument. Hence, the PID controller designed by the Ziegler-Nichols method moves the critical point C of the plant with coordinates (4) into the fixed position in the complex plane $L(j\omega_c)=G(j\omega_c)G_R(j\omega_c)$

$$L(j\omega_c) = \left[\frac{1}{K_c}e^{-j180^\circ}\right]\left[0{,}66K_c e^{j25^\circ}\right] = 0{,}46e^{-j155^\circ} = -0{,}6 - j0{,}28, \quad (7)$$

which will be one point of the open-loop Nyquist plot $L(j\omega)$ under the designed PID controller. The PID controller tuned according to the Ziegler-Nichols rules in Table 1 moves the frequency characteristics of the unknown plant $G(j\omega)$ in the critical frequency ω_c into the target point $L_{ZN}=L(j\omega_c)=[-0{,}6;-j0{,}28]$, i.e. into a due distance from the point $(-1+j0)$ (see Fig.2a). One can question about how to generalize the Ziegler-Nichols method to be able to shift the identified point of the unknown plant not into the fixed L_{ZN} but rather to a free point L with general coordinates $(x+jy)$ specified by the designer in terms of the performance measures η_{max} and t_s?

3. PRINCIPLE OF THE MODIFIED FREQUENCY-DOMAIN ZIEGLER-NICHOLS METHOD FOR SPECIFIED CLOSED-LOOP PERFORMANCE

The presented modified version of the Ziegler-Nichols method integrates performance requirements into its classical version. The PID controller is tuned using the derived *modification of the Ziegler-Nichols table* which includes separate rules for adjusting controller coefficients for

- *maximum overshoot* $\eta_{max} \in \{0\%,10\%,20\%,30\%,40\%,50\%\}$,
- *settling time* $t_s \in \{7/\omega_c, 10/\omega_c, 13/\omega_c, 16/\omega_c, 19/\omega_c, 22/\omega_c\}$.

Principle of the proposed modification consists in moving the identified critical point of the plant $C=G(j\omega_c)=[-1/K_c, j0]$ using PID controller into the complex plane point $L(j\omega_c)=x+jy$ which will be a point of the Nyquist plot $L(j\omega)$ of the designed open-loop (see Fig.2b). This compensation is carried out at critical frequency ω_c of the plant. Coordinates x and y specifying the future position of the critical point C at ω_c will depend on the expected performance specified by the designer in terms of η_{max} and t_s. Mathematically, this compensation can be described by the open-loop transfer function at ω_c

$$L(j\omega_c) = G(j\omega_c)G_R(j\omega_c) = x + jy. \quad (8)$$

After substituting coordinates of the critical point C into (8), the controller transfer function $G_R(j\omega_c)$ turns into a complex number

$$G_R(j\omega_c) = \frac{L(j\omega_c)}{G(j\omega_c)} = -K_c(x + jy). \quad (9)$$

If equating (9) and the PID controller frequency transfer function (5), controller coefficients can be obtained from the complex equation at $\omega = \omega_c$

$$-K_c(x + jy) = K\left(1 + j\left(T_d\omega_c - \frac{1}{T_i\omega_c}\right)\right). \quad (10)$$

To calculate PID controller coefficients, following relations resulting from (10) are used

$$K = -K_c x;\ KT_d\omega_c - \frac{K}{T_i\omega_c} = -K_c y. \quad (11)$$

Two of the unknown parameters occur in (11b): T_i and T_d. To obtain unambiguous solution, introduce a new variable – *ratio of the integral and derivative constants* $\beta = T_i/T_d$ and substitute for $T_i = \beta T_d$ in (11b).

After simple manipulations, the derivative constant can be obtained by solving a quadratic equation in T_d

$$K\beta T_d^2\omega_c^2 + yK_c\beta T_d\omega_c - K = 0. \quad (12)$$

Considering (11a), solution of (12) provides following relations to calculate PID controller coefficients

$$T_i = \beta T_d;\ T_d = \frac{y}{2x\omega_c} + \frac{1}{x\omega_c}\sqrt{\frac{y^2}{4} + \frac{x^2}{\beta}}. \quad (13)$$

After substituting $\omega_c = 2\pi/T_c$ into (13b) and choosing $\beta = 4$ [9] we obtain

$$K = -xK_c;\ T_i = T_c\left[\frac{y}{\pi x} + \frac{1}{\pi}\sqrt{\left(\frac{y}{x}\right)^2 + 1}\right];\ T_d = \frac{T_i}{4}. \quad (14)$$

After small modifications, final relations for calculating PID controller coefficients are obtained (Table 2).

Table 2. Relations for calculating PID controller coefficients by standard and modified Ziegler-Nichols methods

Method	***K***	***T_i***	***T_d***
Standard Z-N	$0{,}6K_c$	$0{,}5T_c$	$0{,}125T_c$
Modified Z-N	$-xK_c$	$\left[\frac{y}{\pi x} + \frac{1}{\pi}\sqrt{\left(\frac{y}{x}\right)^2 + 1}\right]T_c$	$\left[\frac{y}{4\pi x} + \frac{1}{4\pi}\sqrt{\left(\frac{y}{x}\right)^2 + 1}\right]T_c$

Note that the critical point of the plant can be identified using the well-known Rotach (relay) experiment [7]. While according to Ziegler-Nichols, the PID controller parameters are computed using the formula $\Theta_{PID} = (P, T_i, T_d) = (\alpha_1 K_c, \alpha_2 T_c, \alpha_3 T_c)$ with fixed

weights $(\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3)=(0,6;0,5;0,125)$ on critical parameters K_c and T_c, the proposed new method provides assistance in converting the identified critical parameters of the plant into PID controller coefficients using variable weights $(\alpha_1,\alpha_2,\alpha_3)$ given as

$$\alpha_1 = -x;\ \alpha_2 = \frac{1}{\pi}\left[\frac{y}{x} + \sqrt{\left(\frac{y}{x}\right)^2 + 1}\right];\ \alpha_3 = 0{,}25\alpha_2, \quad (15)$$

which depend on position x (proportional gain) and on the ratio y/x (constants T_i and T_d). Tuning formulas of the modified Ziegler-Nichols method are in Table 2. Another question arises: What is the relation between the coordinates of the point $L(j\omega_c)=x+jy$ and the expected maximum overshoot η_{max} and settling time t_s?

4. PERFORMANCE EVALUATION AND CREATION OF THE MODIFIED ZIEGLER-NICHOLS TUNING RULES

It is well-known from the control theory that a satisfactory performance is achieved if in the middle frequency range the slope of the open-loop magnitude Bode plot is *-20 dB/decade* and that of the phase Bode plot is *-66°/decade*. If we depict the position of the point $L(j\omega_c)=x+jy$ in open-loop Bode plot coordinates, we obtain two points: $L_A=[20\log|L(j\omega_c)|,\log\omega_c]$, and $L_F=[\arg L(\omega_c),\log\omega_c]$. According to Fig.2c their coordinates are

$$L_A : 20\log|L(j\omega_c)| = 20\log\sqrt{x^2+y^2};\ \ L_F : \arg L(j\omega_c) = -\pi + arctg(y/x). \quad (16)$$

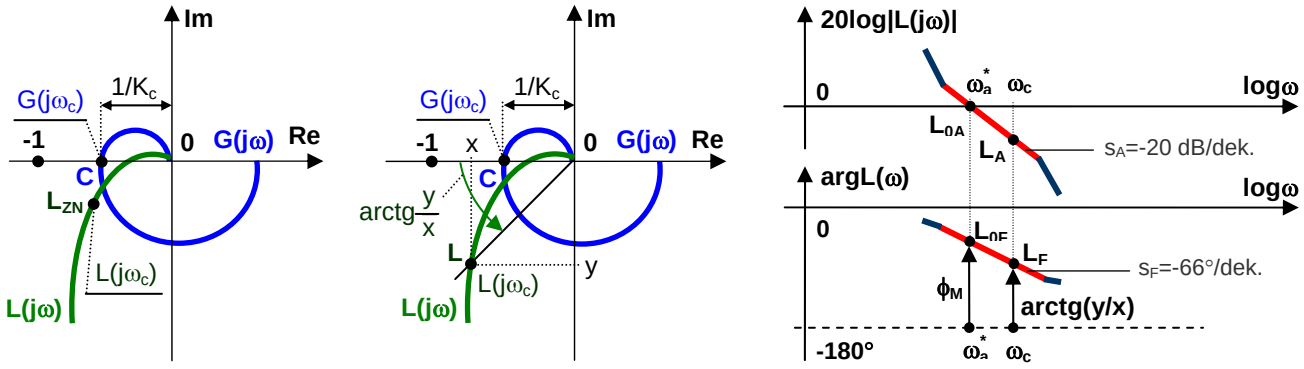


Fig.2. Illustration of moving the critical point C into: *a)* $L_{ZN}=[-0,6-j0,28]$ (by Z-N method); *b)* $L=[x+jy]$ (by the proposed method); *c)* Identification of ϕ_M and ω_a^* from the approximation of the middle frequency range of $L(j\omega)$

It is supposed that both the magnitude and phase Bode plots of $L(j\omega)$ are known only in the point L, yet they conform to the above performance requirement. Then a straight line can be drawn with the slope s_A=*-20 dB/decade* passing through L_A with coordinates (16a) expressed by the equation

$$20\log|L(j\omega)| - 20\log\sqrt{x^2+y^2} = -20(\log\omega - \log\omega_c). \quad (17)$$

From (17) the open-loop magnitude crossover frequency ω_a^* can be estimated (see Fig.2c). For $\omega=\omega_a^*$ the magnitude is $20\log|L(j\omega_a^*)|=0$; after substituting into (18) we obtain

$$-20\log\sqrt{x^2+y^2} = -20(\log\omega_a^* - \log\omega_c). \quad (18)$$

Using (18), the magnitude crossover ω_a^* can be expressed as

$$\omega_a^* = 10^{\left[\log\sqrt{x^2+y^2}+\log\omega_c\right]}. \quad (19)$$

The straight line with a slope s_F=*-66°/decade* passing through L_F with coordinates (16b) expressed by the equation

$$arg\,L(\omega) + \pi - arctg(y/x) = -66(\log\omega - \log\omega_c) \quad (20)$$

enables to estimate the open-loop phase margin ϕ_M (see Fig.2c)

$$\phi_M = \pi - arg\,L(\omega_a^*). \quad (21)$$

After substituting for $\omega=\omega_a^*$ and (20) into (21) we obtain

$$\phi_M = -66(\log\omega_a^* - \log\omega_c) + arctg(y/x). \quad (22)$$

The settling time can be estimated according to the relation

$$t_s = \frac{\gamma}{\omega_a^*}, \quad (23)$$

where the curve factor $\gamma\approx3$ for aperiodic closed-loop responses and $\gamma\in\langle\pi,4\pi\rangle$ for oscillatory output variable response [4]. Analysis of PID controller designs for benchmark examples has revealed that the closed-loop performance is satisfactory if

$$\omega_a^* = \sigma\omega_c, \quad (24)$$

where $\sigma\in\langle0.5,0.95\rangle$ [3]. Left-hand-side of the equation

$$t_s\omega_c = \gamma/\sigma \quad (25)$$

obtained by substituting (25) into (24) defines a new performance measure, the so-called *relative settling time*

$$\tau_s = t_s\omega_c, \quad (26)$$

which expresses the real settling time weighted by the critical frequency ω_c of the controlled plant. It is a *dimensionless quantity* which enables to express expected closed-loop dynamics for plants with various dynamics.

A manipulation of the exponent in (19) yields the equation

$$\omega_a^* = \omega_c\sqrt{x^2+y^2}, \quad (27)$$

which after squaring can be manipulated to obtain the equation of a circle

$$x^2+y^2 = \left(\frac{\omega_a^*}{\omega_c}\right)^2 \Rightarrow x^2+y^2 = \left(\frac{\gamma}{\tau_s}\right)^2 \quad (28)$$

with the radius $\sigma=\omega_a^*/\omega_c=\gamma/\tau_s$ specifying the relative settling time (26) for the constant curve factor γ. Parameters $\sigma=\omega_a^*/\omega_c$=*0.5, 0.65, 0.8* and *0.95* substituted into (28) define the *set of concentric circles Ω of settling times* centred in the origin of the complex plane. If the closed-loop magnitude plot $|T(j\omega)|$ is a non-monotonic function of angular frequency ω, i.e. if it has a magnitude peak [1]

$$M_t = \sup_{\omega}|T(j\omega)| = \sup\left|\frac{L(j\omega)}{1+L(j\omega)}\right|, \quad (29)$$

the maximum overshoot η_{max} of the closed-loop step response can be estimated

$$\eta_{max} \le 100\,\frac{1{,}18M_t - |T(0)|}{|T(0)|}\ [\%]. \quad (30)$$

If the controller includes the integrator channel of the control error then $|T(0)|=1$ [5]. The squared magnitude

$$M_t^2 = \frac{x^2 + y^2}{[1+x]^2 + y^2} \quad (31)$$

after substituting for $L(j\omega_c)=x+jy$ and $\omega=\omega_c$ into (31), after some manipulations gives the equation of *Hall circles* M_T

$$\left[x + \frac{M_t^2}{M_t^2 - 1}\right]^2 + y^2 = \left[\frac{M_t}{|1 - M_t^2|}\right]^2 \quad (32)$$

with centres in $C_T=-M_t^2/[M_t^2-1]$ and radii $R_T=M_t/|1-M_t^2|$ obtained for various M_t and hence for various maximum overshoots η_{max} in the sense of (30) [4,5]. Intersections of depicted Hall circles (corresponding to maximum overshoots) with concentric circles Ω (corresponding to settling times) in the complex plane determine coordinates $(x+jy)$ of the searched target point L of the open loop frequency-response $L(j\omega_c)$.

The sets of M_T-circles for maximum overshoots $\eta_{max}=0\%$ *to* 50%, and *Ω-circles* for settling times for $\gamma/\tau_s=\omega_a^*/\omega_c=0.5,\ 0.65,\ 0.8$ and 0.95 are depicted in Fig.3.

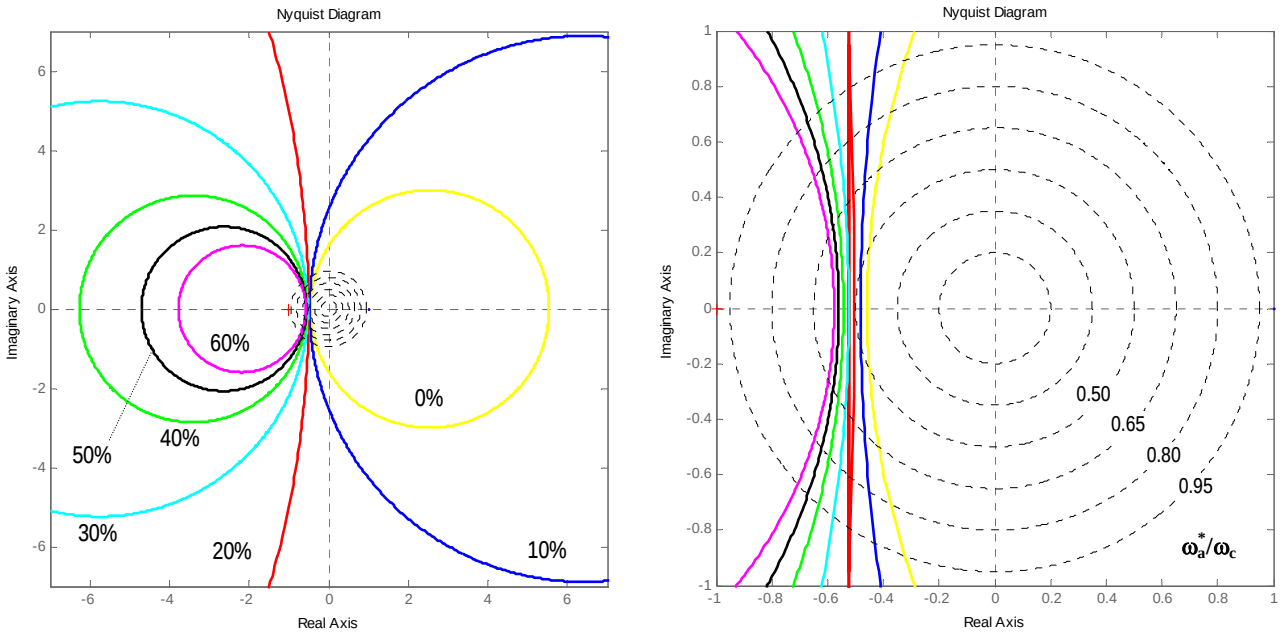


Fig.3. Crossections of M_T and *Ω-circles* used to determine coordinates x,y of the point $L(j\omega_c)=x+jy$ for the weights (15): *a)* a detail of M_T*-circles*; b) a detail of *Ω-circles*

If the equality holds in (30), the Nyquist plot of $L(j\omega)$ just touches the Hall circle M_T, in case of inequality it avoids the area delineated by the Hall circle M_T. Intersections of M_T and *Ω-circles* can be calculated by solving the set of equations (28) and (32) with respect to x,y

$$x=\frac{1}{2}\left[\frac{118^2-(\eta_{max}+100)^2}{2(\eta_{max}+100)^2}\left(\frac{\omega_a^*}{\omega_c}\right)^2+1\right];\ y=-\sqrt{\left|\left(\frac{\omega_a^*}{\omega_c}\right)^2-x^2\right|}. \quad (33)$$

The coordinates (33) specify the point L in the complex plane, into which is moved the identified critical point C of the plant at the critical frequency ω_c. After substituting (33) into the weights (15) we obtain the *modified Ziegler-Nichols tuning table* (Table 3).

Table 3. Modified Ziegler-Nichols table for required maximum overshoot and (relative) settling time

η_{max}	**0 %**	**10 %**	**20 %**	**30 %**	**40 %**	**50 %**
K	$0.1304K_c$	$0.2714K_c$	$0.5433K_c$	$0.6159K_c$	$0.6692K_c$	$0.7093K_c$
T_i	$1.0535T_c$	$0.8705T_c$	$0.7948T_c$	$0.6827T_c$	$0.6183T_c$	$0.5777T_c$
T_d	$0.2634T_c$	$0.2176T_c$	$0.1987T_c$	$0.1707T_c$	$0.1546T_c$	$0.1444T_c$
τ_{req}	**7**	**10**	**13**	**16**	**19**	**22**
K	$0.2309K_c$	$0.2773K_c$	$0.2816K_c$	$0.2844K_c$	$0.2654K_c$	$0.2549K_c$
T_i	$1.0083T_c$	$1.4364T_c$	$1.7102T_c$	$1.9885T_c$	$2.1480T_c$	$2.2468T_c$
T_d	$0.2521T_c$	$0.3591T_c$	$0.4275T_c$	$0.4971T_c$	$0.5370T_c$	$0.5617T_c$

5. VERIFICATION OF THE PROPOSED METHOD

Let us design PID controllers (1) for the benchmark example

$$G_A(s)=\frac{1}{(0{,}01s+1)^3} \quad (34)$$

using the modified frequency-domain Ziegler-Nichols method; the control objective is to achieve maximum overshoots η_{max}=*0%, 10%, 20%* and *30%* and relative settling times τ_s=*7, 10, 13* and *16* of the closed-loop step response. All data needed for the design of PID controllers for the plant $G_A(s)$ along with achieved performance measure values (marked with "*" in the lost column) are summarized in Table 4.

Table 4. Summary of given and achieved performance measure values and corresponding PID controller coefficients

Process	η_{max}/τ_s	ω_c **[rad/s]**	K	T_i	T_d	η_{max}^*/τ_s^*
$G_A(s)$	*0 %*	*173,22*	*1,0433*	*0,0382*	*0,0096*	*0 %*
$G_A(s)$	*10 %*	*173,22*	*2,1715*	*0,0316*	*0,0079*	*9,7 %*
$G_A(s)$	*20 %*	*173,22*	*4,3470*	*0,0288*	*0,0072*	*18,6 %*
$G_A(s)$	*30 %*	*173,22*	*4,9279*	*0,0248*	*0,0062*	*27,4 %*
$G_A(s)$	*7*	*173,22*	*1,8475*	*0,0366*	*0,0091*	*6,85*
$G_A(s)$	*10*	*173,22*	*2,2187*	*0,0521*	*0,0130*	*9,36*
$G_A(s)$	*13*	*173,22*	*2,2531*	*0,0620*	*0,0155*	*12,84*
$G_A(s)$	*16*	*173,22*	*2,2755*	*0,0721*	*0,0180*	*15,65*

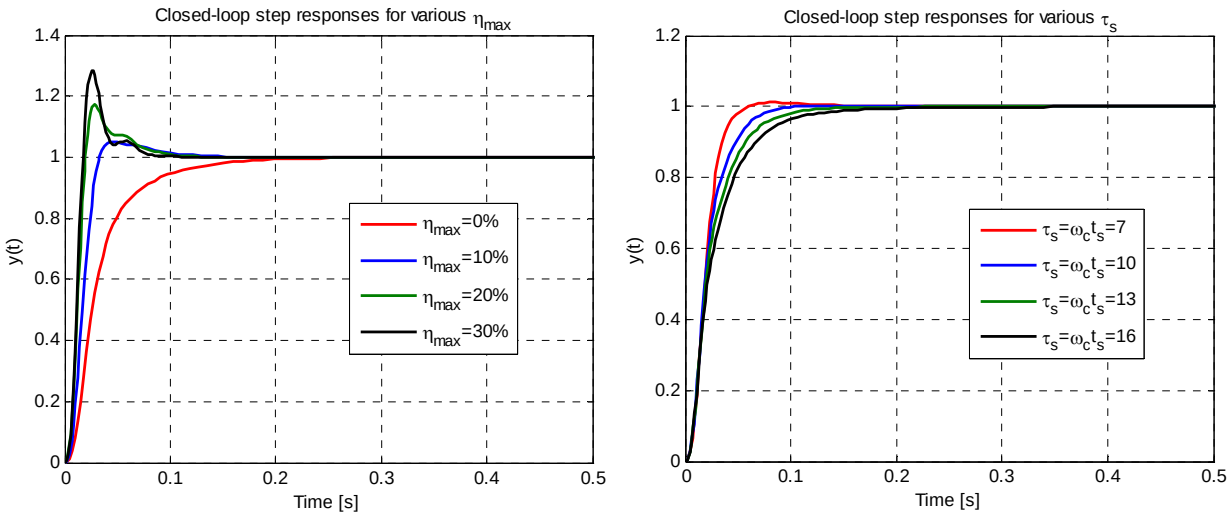


Fig.4. Closed-loop step responses for $G_A(s)$ and various values of η_{max} and τ_s

The modified frequency-domain Ziegler-Nichols method was applied to control a physical model of a DC permanent magnet motor; controlled variable *y(t)* was the speed and plant input *u(t)* was armature voltage generated using the Matlab-Realtime Workshop control system. A speed-voltage generator was used to sense the output variable *y(t)*. Block diagram of the control loop configuration with the DC motor is in Fig.1b. The control objective was to guarantee maximum overshoot $\eta_{max}=0\%$ and *20%*. Resulting closed-loop step responses are depicted in Fig.5. Figures 4 and 5 prove that PID controllers designed by the modified frequency-domain Ziegler-Nichols method were able to guarantee the required performance measure values.

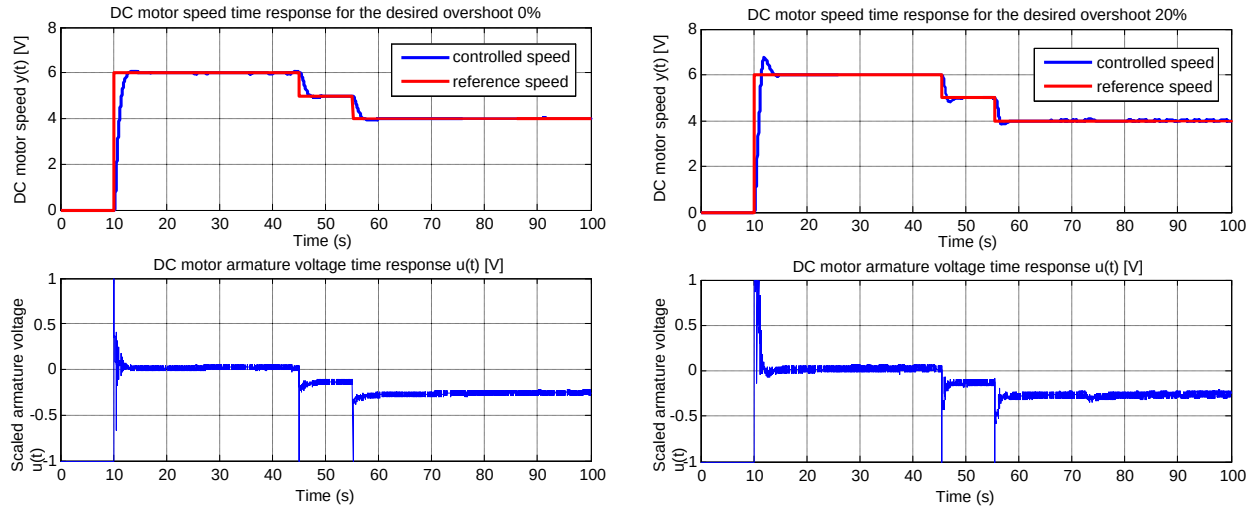


Fig.5. Time responses of the DC motor speed for various values of η_{max}

6. CONCLUSIONS

This paper presents an innovation of the Ziegler-Nichols frequency-domain method that allows shaping the closed-loop output response while preserving simplicity of the original version (only measured critical parameters of the plant are needed to design a PID controller). We recommend it to control systems with monotonic step response. The method was successfully verified on a vast set of benchmark examples [2].

The developed approach is easy-to-implement in autotuners of industrial controllers. Using the derived Ziegler-Nichols table modification will contribute to improving cost-effectiveness of industrial processes operation.

7. ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been supported by the Scientific Grant Agency of the Ministry of Education of the Slovak Republic, Grant No. 1/1241/12.

REFERENCES

[1] Åström, K.J., Hägglund, T. (1995), ***PID Controllers: Theory, Design and Tuning,*** 2nd Edition, Instrument Society of America, Research Triangle Park, ISBN 1-55617-516-7

[2] Åström, K.J., Hägglund, T. (2000), ***Benchmark Systems for PID Control.*** IFAC Workshop on Digital Control PID'00, Terrassa, Spain, pp. 181-182

[3] Bucz, Š., Marič, L., Harsányi, L. and Veselý, V. (2011). ***Easy Tuning of Robust PID Controllers Based on the Design-oriented Sine Wave Type Identification.*** ICIC Express Letters, Vol. 5, No. 3, ISSN Kumamoto, Japan, pp. 563-572

[4] Bucz, Š., Kozáková, A. (2012), ***PID Controller Design for Specified Performance.*** Introduction to PID Controllers: Theory, Tuning and application to frontier areas. Department of Chemical Engineering, CLRI, Adyar, Chennai, India, 2012, ISBN 978-953-307-927-1

[5] Hudzovič, P. (1982), ***Control Theory: Linear Continuous-time Systems),*** Slovak University of Technology in Bratislava, Slovak Republic (In Slovak)

[6] Kozáková, A., Veselý, V., Osuský, J. (2010), ***Decentralized Digital PID Design for Performance.*** In: 12th IFAC Symposium on Large Scale Systems: Theory and Applications, Lille, France, 12.-14.7.2010, Ecole Centrale de Lille, ISBN 978-2-915-913-26-2

[7] Rotach, V. (1984), ***Avtomatizacija nastrojki system upravlenija.*** *Energoatomizdat,* Moskva, (in Russian)

[8] Veselý, V. (2003), ***Easy Tuning of PID Controller.*** Journal of Electrical Engineering, Vol. 54, No. 5-6, ISSN 1335-3632, Bratislava, Slovak Republic, pp. 136-139

[9] Visoli, A. (2006), ***Practical PID Control. Advances in Industrial Control.*** Springer London Limited, ISBN-10: 1846285852

[10] Yu, Ch.-Ch. (2006). ***Autotuning of PID Controllers. A Relay Feedback Approach,*** 2nd Edition, Springer-Verlag London Limited, ISBN 1-84628-036-2

[11] Ziegler, J.G., N.B. (1942), ***Optimum Settings for Automatic Controllers, ASME Transactions,*** Vol. 64, pp. 759-768

Authors: Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý - Institute of Control and Industrial Informatics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava, *e-mail: stefan.bucz@stuba.sk, alena.kozakova@stuba.sk, vojtech.vesely@stuba.sk*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ДИНАМИЧНО МАТРИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА НЕМИНИМАЛНО-ФАЗОВ ОБЕКТ

Величка Руйкова, Емил Гарипов

Резюме: *Докладът представя подготвителен етап за прилагане на многомоделно адаптивно управление на нелинеен обект – хидрогенератор, който проявява различно динамично поведение в различни работни режими на функциониране. За целта е изучена преходната функция в един от режимите, която има силно изразен неминимално-фазов характер, за да бъдат оценени 4 типа подходящи модели на обекта и изградят съответни схеми за управление, вкл. и предиктор на Смит. Изследвани са факторите, които влияят върху качеството на използваните системи за управление на обекта чрез предсказващ регулатор за динамично матрично управление (ДМУ), настроен според всеки от избраните модели.*
Ключови думи: *неминимално-фазов обект, моделно предсказващо управление, Динамично матрично управление, предиктор на Смит*

DYNAMIC MATRIX CONTROL OF A NON-MINIMUM PHASE PLANT

Velichka Ruykova, Emil Garipov

Abstract : *This paper presents a preparatory stage to use Multiple Model Adaptive Control approach to a non-linear plant (hydro generator) with varying dynamics at different operation regimes. A non-minimum phase step response into an operation regime is studied in order 4 convenient models to be estimated and corresponding control scheme, incl. a Smith predictor, to be built. The main idea is to find those performance index factors, which have the best influence on the control system with a predictive Dynamic Matrix controller tuned according to each model.*
Keywords: *non-minimum phase plant, model predictive control, Dynamic Matrix Control, Smith predictor*

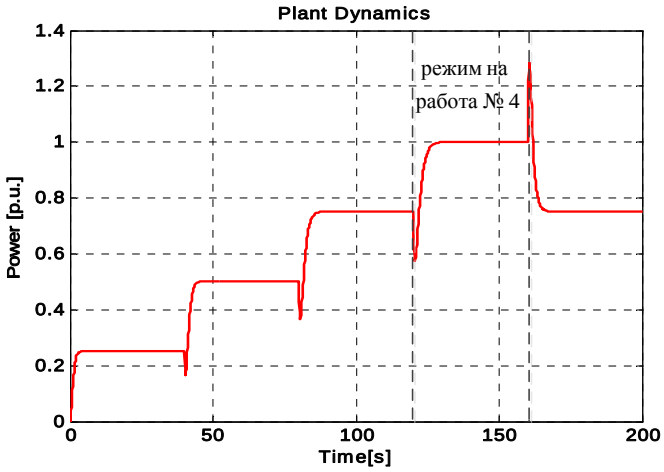
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Управлението на нелинейни обекти и обекти с нестационарна динамика изисква използване на адаптивен подход при настройване на избрания тип регулатор. В предишни изследвания за управление на хидрогенератор [1, 2] са установени аналогични проблеми и са предложени решения посредством реализиране на схема за многомоделно адаптивно управление. За разлика от класическото адаптивно управление динамиката на обекта се изучава в ограничен брой характерни работни режими посредством оценяване на множество от линейни модели, за които впоследствие се настройват съответстващ ограничен брой ли-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

нейни регулатори. Глобалното управление на обекта в реално време се формира като претеглена сума от изходните сигнали на локалните регулатори.
В процеса на моделиране на този типичен нелинеен обект беше симулационно показано, че хидротурбината проявява нестационарен неминимално-фазов характер във всеки избран работен режими (фиг.1).



Фигура 1. Симулиран изход на хидрогенератор при последователно изменение на заданието

Този факт допълнително влошава формирането на подходящо управление, което ускорено да отработва задаваното от диспечера поведение на изходната мощност на турбината при включването ѝ в електрическата мрежа. Авторите предлагат такова управление да се извършва с предсказващи регулатори от вида Динамични Матрични Регулатори (ДМР). В обзора на литературните източници за тази нова технология на управление [3] е проследена историята за създаване през 1973 г. на метод за моделно предсказващо управление (Model Predictive Control (MPC)) от инженери от Shell. Авторите Кътлър (Cutler) и Рамейкър (Ramaker) представят подробности относно алгоритъма за многомерно управление без ограничения, който те наричат динамично матрично управление (Dynamic Matrix Control (DMC)) на конференции през 1979 и 1980. На последната конференция други автори Прет (Prett) и Джилет (Gillette) дават описание на приложение на DMC метода за управление на реактор/регенаратор, в което алгоритъмът е модифициран, за да се справи с нелинейности и ограничения.
Кратко описание на теоретичната основа на използвания метод за синтез на регулатор е даден в раздел 2. Тук е изведен конкретен алгоритъм и са описани програмните средства за реализирането му. В раздел 3 е поставен акцент върху избора на тип на модела на обекта, за да се установи влиянието му върху качеството на управление.

2. ТЕОРЕТИЧНА ОСНОВА НА DMC [4]

Алгоритъмът за проектиране на предсказващ регулатор за реализиране на динамично матрично управление се базира на модел за динамиката на управлявания обект под формата на ***дискретна преходна функция*** в последователни моменти, равни на такта на дискретизация. Така се описва реакцията на изхода

$\{h_1, h_2, h_3, \ldots\}$ при приложено единично стъпално въздействие на входа на процеса.

Определянето на управляващите сигнали на изхода на регулатора към обекта за текущия момент от време k и за бъдещите моменти $k+p$ в интервала на хоризонта на управление $p=1, \ldots, N_u$ се осъществява в предсказващия алгоритъм чрез минимизиране на целева функция

$$J(k)=\sum_{p=N_1}^{N}\left(y^{sp}(k+p|k)-y^0(k+p|k)\right)^T\left(y^{sp}(k+p|k)-y^0(k+p|k)\right)$$
$$+\lambda\sum_{p=0}^{N_u-1}\Delta u(k+p|k)^T\Delta u(k+p|k), \quad (1)$$

където y^{sp} е заданието в системата. Предсказаната стойност на регулируемата величина

$$y(k+p|k)=y^0(k+p|k)+\Delta y(k+p|k) \qquad (2)$$

съдържа двете компоненти – непринудена y^0, която зависи само от предходните изменения на управляващия входен сигнал Δu

$$y^0(k+p|k)=y(k)+\sum_{j=1}^{k}\left(h_{j+p}-h_j\right)\Delta u(k-j),\ p=1, \ldots, N. \qquad (3)$$

и принудена Δy, която зависи от текущи и бъдещи изменения на управляващия входен сигнал $\Delta u(k|k)$, $\Delta u(k+1|k)$, …, - променливите величини в задачата за оптимизация на регулатора.

$$\Delta y(k+p|k)=\sum_{j=1}^{p}h_j\Delta u(k+p-j|k),\ p=1, \ldots, N. \qquad (4)$$

Коефициентът λ балансира влиянието на управляващия сигнал върху изхода на системата.

За устойчиви процеси без интегриране или за асимптотически устойчиви процеси след прилагане на стъпално въздействие на входа изходът се установява в определена стойност h_∞, $\lim_{k\to\infty}h_k=h_\infty$. Затова е достатъчно проектантът на регулатора да разполага с краен брой (D) стойности на преходната характеристика до момента, след който те може да се разглеждат като константи, равни на статичния коефициент на усилване k_m при нулеви начални условия. Така, D ще се нарича *хоризонт на динамиката на процеса*

$$D\cong\left(\tau+(3\div 4)T_d\right)/T_0, \quad (5)$$

където τ е времезакъснението на процеса, T_d - доминиращата времеконстанта на процеса, T_0 - такт на дискретизация. Ако $h_j=k_m$ и $h_{j+p}-h_j=0$, за $j\geq D$, тогава (3) добива следната форма

$$y^0(k+p|k) = y(k) + \sum_{j=1}^{D-1}(h_{j+p} - h_j)\Delta u(k-j). \qquad (6)$$

За класа от устойчиви процеси с интегриране е лесно да се обобщи разглежданията метод за моделиране с помощта на инкрементална преходна характеристика, вместо стандартната преходна характеристика, разглеждана по-горе.

2.2. Алгоритъм за проектиране на DMC

В резултат на приложение на метода за проектиране се достига до следното описание на предсказващия регулатор

$$\frac{\Delta u(k)}{e(k)} = \frac{q_0}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \ldots + p_{D-1} z^{-(D-1)}} = \frac{Q(z)}{P(z)}.$$

Стъпка 1. Изчисляването на полинома $Q(z)$ в дискретната предавателна функция на регулатора се дава с израза

$$q_0 = \sum_{p=N_1}^{N} k_{1,p-N_1+1},$$

където коефициентите в суматора представляват коефициентите в първия ред на матрицата

$$K = \begin{bmatrix} \overline{K}_1 \\ \overline{K}_2 \\ \vdots \\ \overline{K}_{N_u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \ldots & k_{1,N-N_1+1} \\ k_{2,1} & k_{2,2} & \ldots & k_{2,N-N_1+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{N_u,1} & k_{N_u,2} & \ldots & k_{N_u,N-N_1+1} \end{bmatrix}, \quad \dim K = N_u \times (N - N_1 + 1),$$

при условие, че

$$K = \left[H_F{}^T H_F + \lambda I\right]^{-1} H_F{}^T,$$

където H_F е матрица със стойности на преходния процес в текущ и бъдещи моменти от времето,

$$H_F = \begin{bmatrix} h_{N_1} & h_{N_1-1} & \ldots & h_1 & 0 & \ldots & 0 \\ h_{N_1+1} & h_{N_1} & \ldots & h_2 & h_1 & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_u} & h_{N_u-1} & \ldots & h_{N_u-N_1+1} & h_{N_u-N_1} & \ldots & h_1 \\ h_{N_u+1} & h_{N_u} & \ldots & h_{N_u-N_1+2} & h_{N_u-N_1+1} & \ldots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_N & h_{N-1} & \ldots & h_{N-N_1+1} & h_{N-N_1} & \ldots & h_{N-N_u+1} \end{bmatrix},$$

$$\dim H_F = (N - N_1 + 1) \times N_u.$$

Стъпка 2. Изчисляването на полинома $P(z)$ в знаменателя на дискретната предавателна функция на регулатора (по-точно, коефициентите след нулевия член)

$$p_j = \bar{K}_1 H_j, \quad j = 1, 2, \ldots, D-1,$$

при условие, че

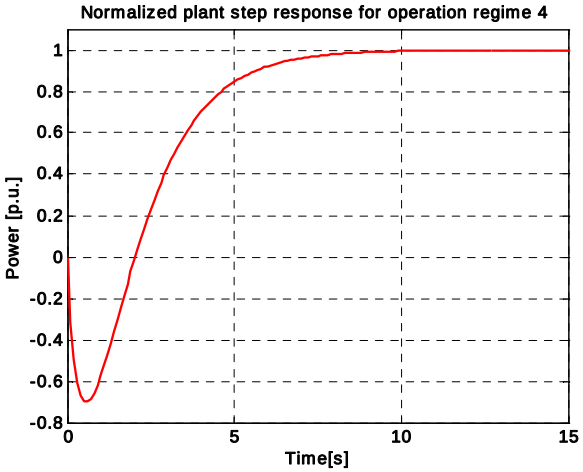
$$H = [H_1 H_2 \cdots H_{D-1}] = \begin{bmatrix} h_{1+N_1} - h_1 & h_{2+N_1} - h_2 & \ldots & h_{D-1+N_1} - h_{D-1} \\ h_{2+N_1} - h_1 & h_{3+N_1} - h_2 & \ldots & h_{D+N_1} - h_{D-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N+1} - h_1 & h_{N+2} - h_2 & \ldots & h_{N+D-1} - h_{D-1} \end{bmatrix},$$

$$\dim H = (N - N_1 + 1) \times (D-1),$$

където H е матрица със стойности на преходния процес в минали моменти от времето.

3. Локално управление по мощност с динамични матрични регулатори

В доклада се изследва динамиката на обекта в четвъртия работен режим (фиг.1), предствена с преходната функция на фиг.3.



Фигура 3. Нормализирана преходна функция на обекта за работен режим № 4

По-долу са представени различните модели, чрез които се представя функцията на фиг. 3

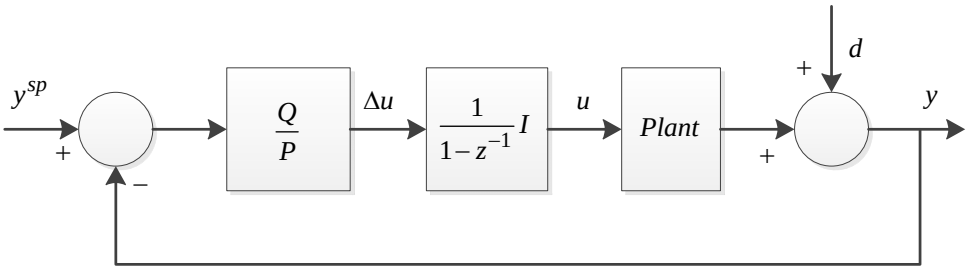
3.1. Пряк подход за проектиране на DMC за неминимално-фазов модел

Чрез Optimization Toolbox на MATLAB се извършва оптимално настройване на параметрични неминимално-фазови модели от втори, трети и четвърти ред. За най-добър е избран моделът $W_{model}(s) \equiv W_{plant}(s)$

$$W_{plant}(s) = \frac{1 - T_4 s}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)},$$

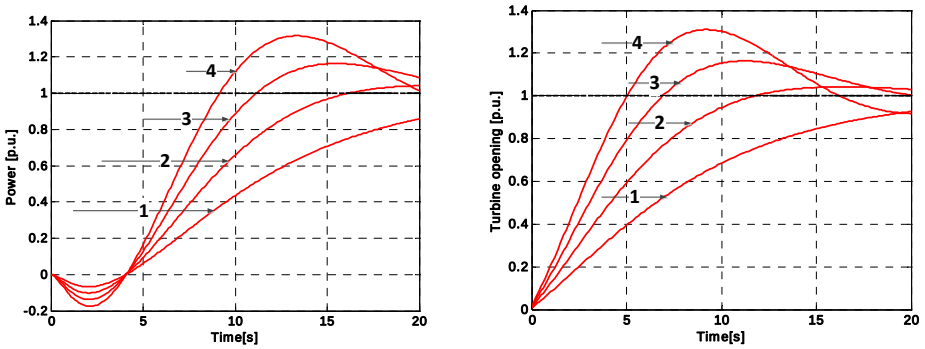
$$T_1 = 1.6242, \; T_2 = 0.01, \; T_3 = 0.4795, \; T_4 = 2.427.$$

За този модел е проектиран DMC регулатор в схемата на фиг.4.

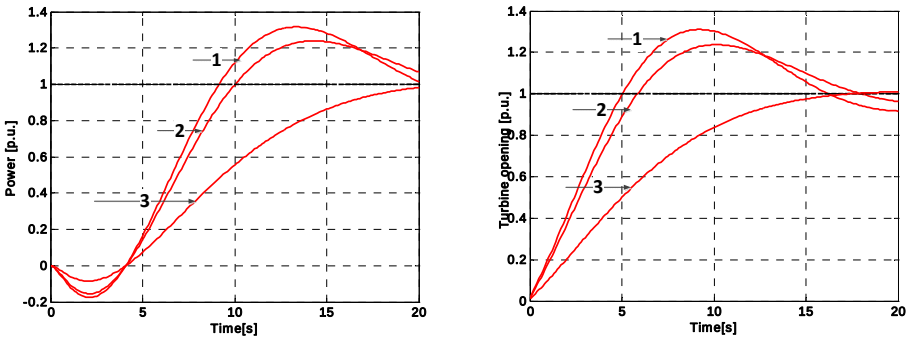


Фигура 4. Стандартна схема за управление с DMC

За всички направени изследвания $N = D + d$; $N_u = N - d$ [5]. От лявата страна на всички фигури, на които са представени резултати от изследванията е разположен изходът на процеса, а от дясната-управляващия сигнал.
Чрез последващите изследвания са демонстрирани условията за влияние върху качеството на управлението посредством структурни параметри на процедурата за синтез на регулатора.



Фигура 5. $y(k)$ и $u(k)$ при $D = 46(1); 47(2); 48(3); 49(4)$; $\lambda = 1$; $d = 1$



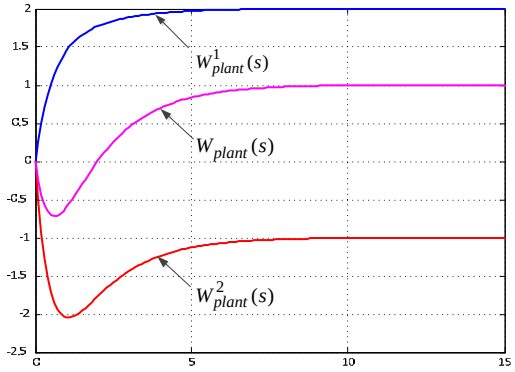
Фигура 6. $y(k)$ и $u(k)$ при $\lambda = 1(1); 0.75(2); 0.5(3)$; $D = 49$; $d = 1$

3.2. Комбиниран подход за проектиране на DMC чрез два вторични минимално-фазови модели

Извеждат се два вторични минимално-фазови модела, чиято разлика формира първичния модел от раздел 3.1.

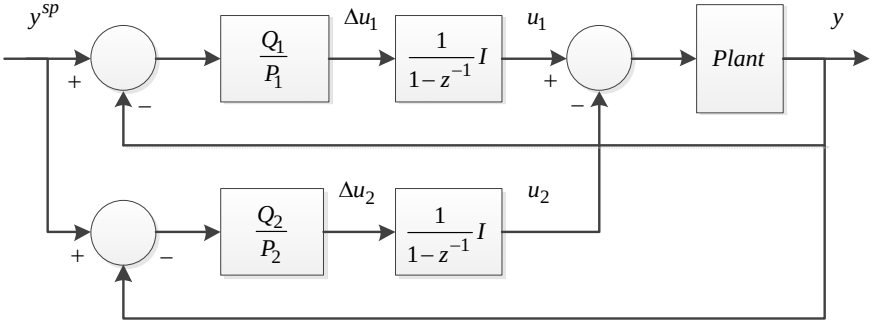
$$W_{plant}(s)=\frac{k(1-T_4 s)}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}=\frac{2k\left(1+\frac{T_4}{2}s\right)}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}-\frac{k(1+2T_4 s)}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)(T_3 s+1)}=$$
$$=W^1_{plant}(s)-W^2_{plant}(s)$$

Верността на използваната идея е демонстрирана на фиг.7 посредством преходните функции на първичния и двата вторични модела.



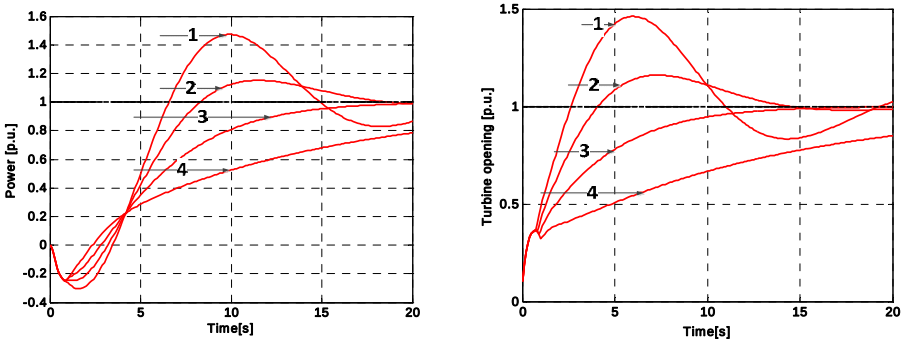
Фигура 7. Преходни характеристики на обекта и неговите две съставящи

Стандартната схема за управление на фиг.4 е модифицирана, за да представи DMC регулатора, настроен по параметрите на първичния модел чрез два DMC регулатора, всеки настроен по параметрите на съответните вторични модели (фиг.8).

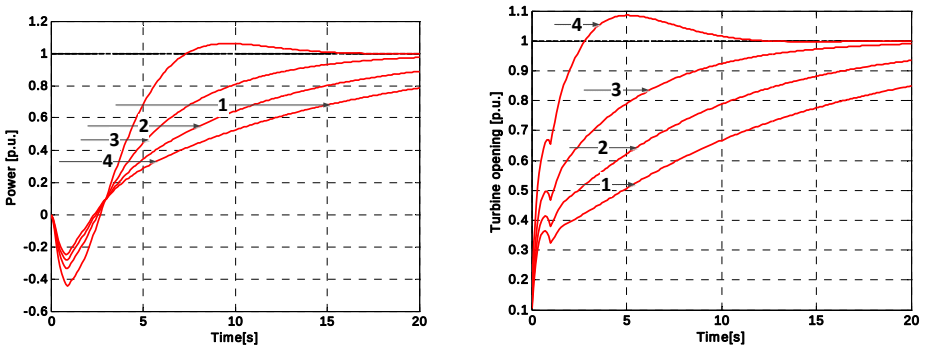


Фигура 8. Паралелна схема за управление с два DMC регулатора

Чрез последващите изследвания са демонстрирани условията за влияние върху качеството на управлението посредством структурни параметри на процедурата за синтез на регулатора.



Фигура 9. $y(k)$ и $u(k)$ при $D=9(1);10(2);11(3);12(4);\ \lambda=1;\ d=1$



Фигура 10. $y(k)$ и $u(k)$ при $\lambda = 1(1); 0.75(2); 0.5(3); 0.25(4)$; $D = 12$; $d = 1$

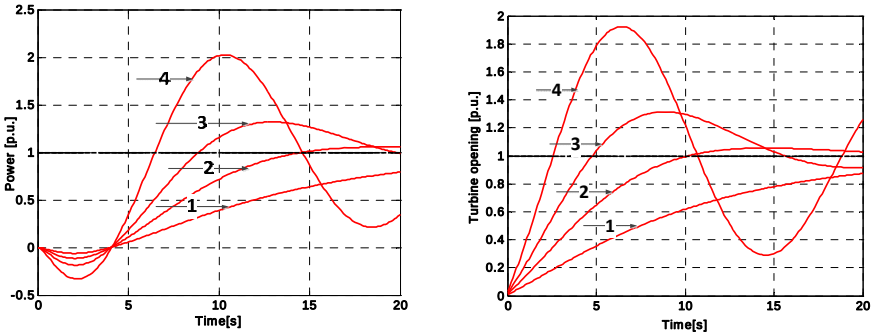
3.3. Пряк подход за проектиране на DMC за минимално-фазов модел със закъснение

Това представлява стандартен подход към задачата за проектиране на регулатора, но за апроксимиран минимално-фазов модел със закъснение. Очаква се приблизителният модел да преодолее евентуалното влияние на първичния неминимално-фазов модел върху качеството на управление.

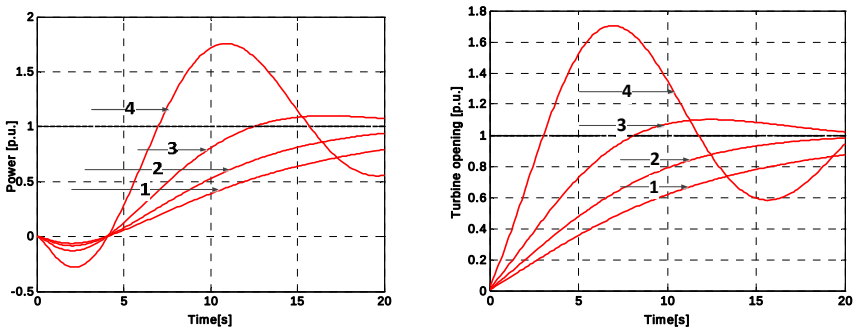
$$W_{model}(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} e^{-\tau s},$$

$$K = 1.0002,\ T_1 = 1.5275,\ T_2 = 0.0145,\ T_3 = 0.3586,\ \tau = 1.7621.$$

Управлението се извършва по същата схема от фиг.4. Чрез последващите изследвания са демонстрирани условията за влияние върху качеството на управлението посредством структурни параметри на процедурата за синтез на регулатора.



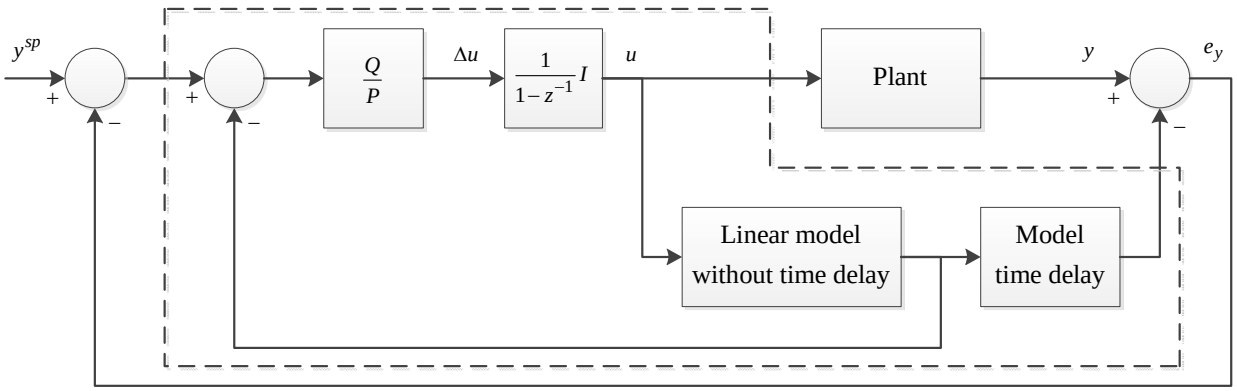
Фигура 11. $y(k)$ и $u(k)$ при $D = 8(1); 10(2); 12(3); 15(4)$; $\lambda = 1$; $d = 17$



Фигура 12. $y(k)$ и $u(k)$ при $\lambda = 1(1); 0.75(2); 0.5(3); 0.25(4)$; $D = 8$; $d = 17$

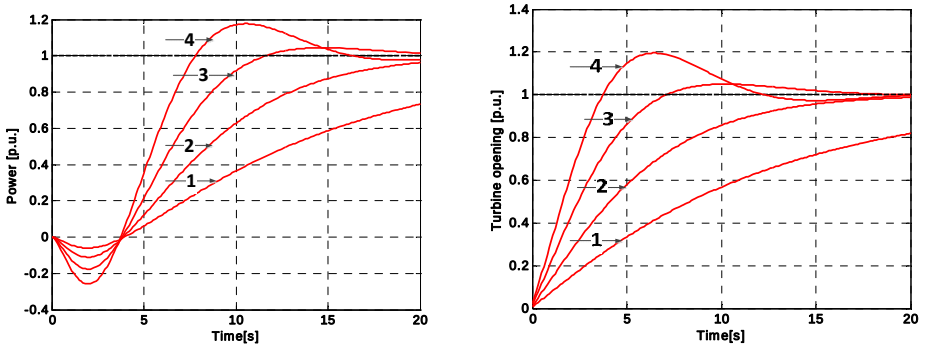
3.4. DMC в схема на предиктор на Смит за минимално-фазов модел със закъснение

Моделът от раздел 3.3 подлежи на естествено стандартно приложение за проектиране на DMC регулатор, но включен в схема на предиктор на Смит. В този случай се използва система за управление със структура на фиг.13.

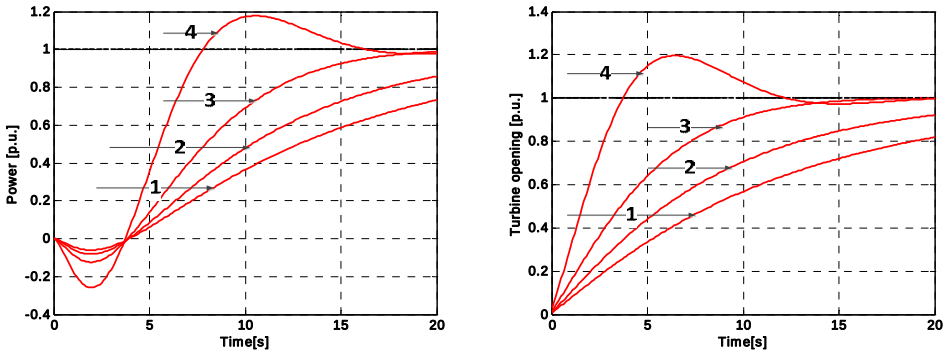


Фигура 13. DMC в схема на предиктор на Смит

Чрез последващите изследвания са демонстрирани условията за влияние върху качеството на управлението посредством структурни параметри на процедурата за синтез на регулатора.



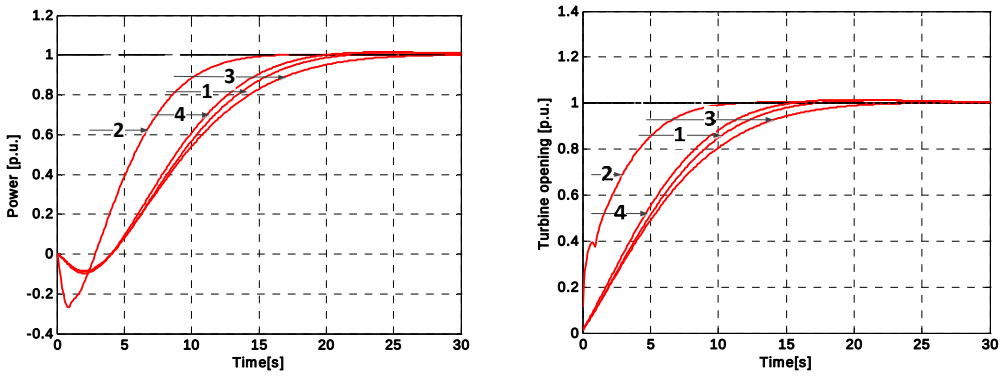
Фигура 14. $y(k)$ и $u(k)$ при $D = 24(1); 26(2); 28(3); 30(4)$; $\lambda = 1$; $d = 1$



Фигура 15. $y(k)$ и $u(k)$ при $\lambda = 1(1); 0.75(2); 0.5(3); 0.25(4)$; $D = 24$; $d = 1$

3.5. Сравнителен анализ на регулируемите величини в системите за управление с DMC, настроени по различните модели на обекта

На фиг.16 се наблюдава най-доброто поведение на системата за комбинираните два минимално-фазови модела на неминимално-фазовия обект.



Фигура 16. Изход на процеса и управляващ сигнал за всеки модел

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Авторите представят стратегия за управление на нелинеен обект-хидрогенератор в един от работните режими на функционирането му. Създаден е подходящ програмен продукт за проектиране на локалния предсказващ регулатор. За целта са предложени 3 модела, които съответстват точно или приблизително на динамиката на обекта, представена чрез неминимално-фазова преходна функция. Дадени са 4 схеми за управление и са изследвани процесите в тях в зависимост от настройваемите коефициенти в алгоритъма на регулатора. Постигната е идеята да се избере най-подходящ модел, схема за управление и структурни параметри на настройки, за да се мултиплицира в следващи разработки предложеният подход за проектиране на локални регулатори. Заключителната изследователска работа ще представлява реализиране на многомоделно адаптивно управление на изследвания нелинеен обект.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Puleva, T., E. Garipov, G. Ruzhekov. Adaptive Power Control Modeling and Simulation of a Hydraulic Turbine, 16th ISAP 2011 Conference. The “Intelligent Systems Application to Power Systems”, ISAP’2011, 25-28 Sept., 2011, Crete, Greece.

[2] Ruykova, V., Puleva, T., Garipov, E.. Hydro Turbine Accelerated Power Control Based on Model Predictive Controller, 10th International Conference CONTROL OF POWER SYSTEMS 2012, May 15-17, 2012 Tatranské Matliare High Tatras, Slovak Republic

[3] Qin, S., Joe, Badgwell, A., Thomas. A survey of industrial model predictive control technology, Control Engineering Practice 11 (2003) 733–764

[4] Tatjewski, Piotr. Advanced Control of Industrial Processes: Structures and Algorithms - (Advances in industrial control), Springer-Verlag London Limited, 2007

[5] Normey-Rico, J. E, Camacho, E. F. Control of Dead-time Process, Springer, 2006

Автори: Величка Миткова Руйкова – докторант, Емил Михайлов Гарипов, проф. д-р, катедра Системи и управление, Факултет Автоматика, Технически Университет София; *email:* *emgar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

ИНТЕГРАЛНА ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НА НЕЛИНЕЙНИ СИСТЕМИ

Камен Перев

Резюме: *Разгледана е задачата за интегрална линеаризация на нелинейни системи. Представена е модификация на метода на кондиционирането за линеаризация на различни статични нелинейности. Методът на линеаризация се основава на два структурни елемента в изследваната система: интегратор в правия тракт и нелинейна обратна връзка. Основната идея на метода е да се измести работната точка на системата в линейния диапазон на действие. Грешката от линеаризация се компенсира от интегратора, а нелинейната обратна връзка служи за доставяне на нелинейния сигнал на грешката на входа на интегратора. Методът се характеризира с три параметъра за настройка, чиято роля е да определят наклона и ориентацията на кривата на линеаризация.*
Ключови думи*: линеаризация, статични нелинейности, метод на кондиционирането*

INTEGRATION BASED LINEARIZATION OF NONLINEAR SYSTEMS

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of integration based linearization for nonlinear systems. A modification of the conditioning technique is developed to suit for linearization of different static nonlinear elements. The linearization method is based on the existence of two structures in the explored system: an integrator element in the forward path and a nonlinear feedback loop. The main idea of the method is to force the system operating point in the linear range of operation. The linearization error compensation is due to the integrator, while the nonlinear feedback element is responsible for supplying the nonlinear deviation signal to the integrator input. The method is characterized by three tuning parameters having the role to determine the slope and orientation of the linearization line.*
Keywords: *linearization, static nonlinearities, conditioning technique*

1. INTRODUCTION

Most physical systems in practice exhibit nonlinear behavior. Modeling such systems is often complicated and expensive procedure. If a system is only slightly nonlinear, the common approach is to approximate it with a linear model and then use the well developed linear theory for system analysis and design [1,8,5]. The main limitation of this approach is that the model is only locally valid and the controller is restricted to work only in a small neighborhood around the operating point. Moreover, the size of

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

this neighborhood is not known in advance and for large deviations from the operating point the performance requirements may not be satisfied. An extension of the linearization approach is to use gain scheduling, a technique where the linearization is done at different operating points [7]. In this sense gain scheduling extends the validity of the linearization approach to a set of operating points. It is possible the operating points parameterization by one or more variables. In this case the operating point choice depends on the value of the parameterization variable. This approach allows building parameterized linearization families [9,10]. The parameterized linearization family is a set of linearized models at different operating points, continuously chosen as a function of the parameterization variable.

The linearization methods rely on the rich variety of linear system methods for analysis and design. These methods are based on the following presumption. Build a family of linearized models and design a set of linear controllers to achieve the specified stability and performance requirements for the linear models at each operating point. This type of linearizations only approximates the initial nonlinear model and thus have many limitations. If the nonlinearities are more severe, there is a need to obtain models of systems with nonlinear behavior. A common approach when the system contains dynamic nonlinearity is to apply the method of exact linearization by using internal feedback [4]. This approach relies on a special class of nonlinear systems that can be transformed into linear by using feedback and a change of variables. The specific feature of such approach is that it is exact and avoids system approximation. However, there should be a structural property of the system to allow the nonlinearity cancellation in every operating point. Most often the nonlinear behavior of dynamical systems is presented by introducing a static nonlinearity [8]. Static nonlinearities model such physical phenomena like saturation, dead zone, hysteresis, backlash and others. The combination of static nonlinearities with linear dynamical models encounter for the most nonlinear systems in practice.

Recently in [6] has been proposed a new method for linearization of static nonlinearities. The method utilizes a nonlinear feedback and integration in the forward path to overcome the existing nonlinear effect. A major drawback of the method is its failure when the static nonlinear element contains constant piecewise linear parts. Another disadvantage of the method is the requirement for differentiability of the nonlinear characteristic. Another linearization based approach, which combines nonlinear feedback and integration in the loop is the conditioning technique [3]. Conditioning has obtained popularity for its effectiveness to overcome integration windup. Integration windup is due to the saturation in the control signal and causes substantial difficulties in practical implementation of PID regulators. The conditioning technique has been developed also to provide bumpless transfer between different modes of operation [3,2]. The main disadvantage in the linearization abilities of the conditioning technique is its failure when the system includes some types of static nonlinear characteristics, which is the case for nonlinearities with dead zone for example.

The goal of this paper is to develop an integration based linearization technique for nonlinear systems containing static nonlinearities. The linearization method utilizes nonlinear feedback, which in combination with an integrator in the forward path compensates the nonlinear distortions and moves the system output in the linear range of operation. The proposed method is a modification of the conditioning technique for integration antiwindup, but overcomes the disadvantages of the existing integration based linearization methods. It gives the opportunity to select the operating point of linearization achieving a larger scope of operation and thus to outperform the conditioning technique. While the conditioning technique is restricted to linearize mainly saturation nonlinearities, the proposed method can be used to linearize different types of nonlinear elements where nonlinear saturation is only a special case. The new method adjusts the slope of the linearization line and moves the operating point along this line. It introduces two more tuning parameters to increase the degree of freedom in moving the operating point of linearization.

The paper is organized as follows. The next section investigates the existing techniques for integration based linearization and shows several cases where these methods fail. Then a modified conditioning approach is proposed by introducing two new tuning parameters in order to move the operating point and linearize different types of nonlinearities. The experimental section presents some examples showing the advantages of this method in comparison to the other integration based linearization methods. Finally the conclusion section summarizes the obtained results.

2. INTEGRATION BASED LINEARIZATION

A new approach for cancellation of the nonlinear element and linearization of the system has been offered in [6]. The method utilizes nonlinearity inversion with an integration to linearize the nonlinear model. Consider the nonlinear system presented in Fig.1, where $C(s)$ presents the transfer function of the linear controller, $G(s)$ presents the transfer function of the linear plant and $N(u)$ is the description of the nonlinear element.

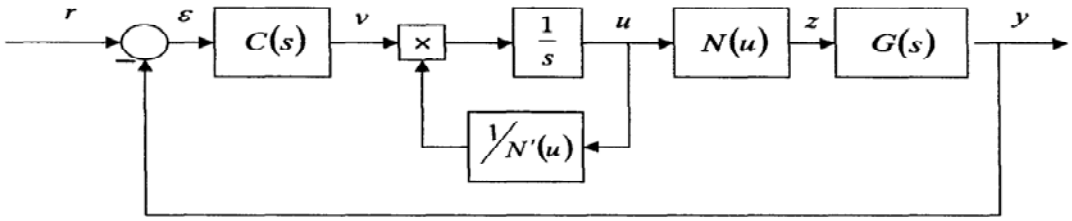


Fig.1

The nonlinearity compensation involves a feedback of the signal obtained from the nonlinear function derivative inverse $1/N'(u)$. Denote the plant input signal as $z(t)$ and obtain the following expression for its derivative

$$\dot{z}(t)=\frac{dN[u(t)]}{du(t)}\dot{u}(t)=\frac{dN[u(t)]}{du(t)}v(t)\frac{1}{dN[u(t)]/du(t)}=v(t) \qquad (1)$$

where $v(t)$ is the controller output signal. By taking Laplace transforms on the plant input/output relation obtain $Y(s)=G(s)Z(s)$ and since $sZ(s)=V(s)$ from (1), derive the following linear relation in the forward path

$$Y(s)=G(s)\frac{1}{s}V(s) \qquad (2)$$

One can easily observe that the static nonlinearity is cancelled and the transfer function of the linearized system includes a pure integration. It is clear that the presented linearization approach employs a combined usage of an integrator in the forward path and a nonlinear element in the feedback. The integration takes place in the linearized model instead of the controller action and is often desirable in many applications. It is also necessary that the static nonlinearity function is differentiable. This restriction is easily circumvented by using smooth approximation of the nondifferentiable function. The main restriction of this approach is the case when the function $dN(u)/du$ has zero value over some interval of the argument. This condition indicates that the local gain of the nonlinearity model is zero. One approach to avoid this restriction is properly to choose the operating point of the system.

Another approach for using integration to avoid nonlinear system behavior is the conditioning technique [3]. Conditioning is one of the main approaches to prevent integration windup. The limitation constraint at the controller output causes the control signal to saturate. The effect of saturation clearly exists when the controller exhibits integral action. Signal saturation, combined with the growth in the integral component of the controller causes integration windup. As a result of saturation the actual plant input is different from the controller output. The net effect of integrator windup is the degradation of system performance in comparison to linear system behavior. Consider the control system in Fig.2, where the controller employs a PI algorithm [3]. The saturation function is described by the equation

$$N(u)=\begin{cases} -U_{\max} & u<-U_{\max} \\ u & -U_{\max}\le u\le U_{\max} \\ U_{\max} & u>U_{\max} \end{cases} \qquad (3)$$

where $U_{\max}$ is the saturation limit of the control signal.

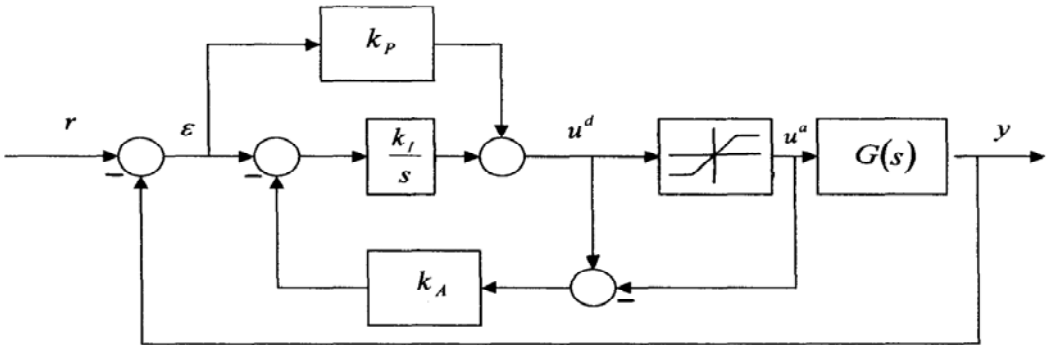


Fig.2

The integrator anti-windup control structure (Fig.2) operates as follows. Determine the control difference $\Delta u(t)=u^d(t)-u^a(t)$. If $\left|u^d(t)<U_{\max}\right|$, the control signal has not

reached the saturation zone $\Delta u(t) = 0$ and the feedback signal is zero. When $|u^d(t)| > U_{\max}$, $\Delta u(t) \neq 0$, the control signal saturates and the feedback signal compensates the raise of the integral part and turns it back to the linear range of operation. The integrator serves the goal to move the process to the operating point and to keep it there afterwards. The nonlinear feedback compensates for the nonlinear deviations in the forward path and supplies the input signal to the integrator. In this sense the integration and the local feedback have linearizing effect on the system. The major difficulty with this procedure is that the reachable operating point is often not appropriate, thus causing linearization failure.

3. INTEGRATION BASED LINEARIZATION WITH THREE TUNING PARAMETERS

In order to present the advantages of the new linearization method and the limitations of the conditioning technique consider the static nonlinear element described by a piecewise linear function in Fig.3. The linear parts of this function are denoted by the intervals *DA*, *AB*, *BC*. The error signal $\Delta u(t)$ is determined by measuring the difference between the straight line with slope one and the piecewise-linear function $N[u]$, $\Delta u(t) = u(t) - N[u(t)]$. One can easily observe from the graph in Fig.3, that the straight line u either coincides (in the interval AB) or encompass $N[u]$ (in the intervals DA and BC). Therefore the error signal has the same sign as $u(t)$.

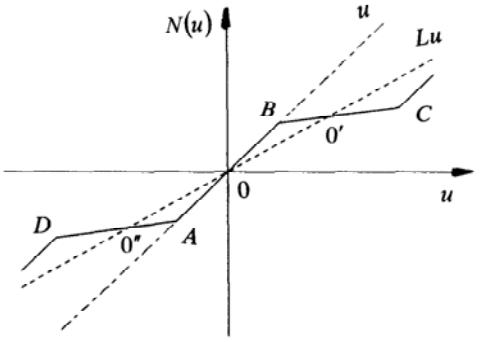


Fig.3

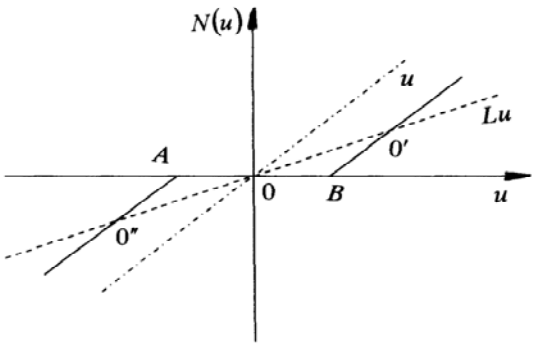


Fig.4

In such case, the integrator will compensate nonlinear distortions around the operating point 0, but not around $0'$ and $0''$. The conditioning technique will provide linearization around the zero point in the interval AB and will fail in the intervals DA and BC. A modification of the conditioning technique provides the means for moving the operating point by assigning two additional degrees of freedom and choosing the slope and orientation of the linearization line. The nonlinear distortions will be measured with respect to the new linearization line denoted by Lu (Fig.3). As can be seen from the graph, by changing the slope of the linearization line, one can choose new operating points: $0'$ for the interval BC and $0''$ for the interval DA. The integral action will try to reduce the signal error $\Delta u = Lu - N(u)$, which zero level is now moved to the new operating point. This modification of the conditioning technique will extend the region of linearization and will increase the number of nonlinear elements, that can be linearized by applying this approach.

Yet another case where the modified integration based linearization approach can be applied and where the conditioning technique will fail is for linearizing nonlinear elements with dead zone (Fig.4). The linear region around the operating point for this nonlinear element is the interval *AB*, where the output signal is zero. The nonlinear function $N(u)$ is described as follows

$$N(u)=\begin{cases} u+U_{\max} & u<-U_{\max} \\ 0 & -U_{\max}\le u\le U_{\max} \\ u-U_{\max} & u>U_{\max} \end{cases} \qquad (4)$$

For such characteristics and small input signals $\Delta u(t)=u(t)$, the nonlinear feedback is negative and the integrator acts to return the control signal at the zero level augmenting the nonlinear effect. The modification at this level is to determine the linearization line *Lu* which intersects the dead zone nonlinear function $N[u]$ outside the interval AB. Denote the intersection points by $0'$ and $0''$ (Fig.4). Form the error signal $\Delta u = sign(v)[u-N(u)]+Lu$ where the variable v serves the the goal to change the sign for the signal $f(u)=u-N(u)$ (in this case $v=-1$). Assume that one operates to the right of point $0'$. In this case Δu will have a positive sign. Passing the error signal weighted with gain k_A through a negative feedback will reduce the integral part and the point of operation will approach the point $0'$. Similarly, if the current point of operation is to the left of $0'$, the error signal $\Delta u = Lu-[u-N(u)]$ will be negative . The signal through the negative feedback will be positive which will enhance the integral action and the desired signal will approach again the point of operation $0'$. Thus, the nonlinear system will acquire linear behavior around the operating point $0'$. Likewise is the behavior of the system around the point $0''$.

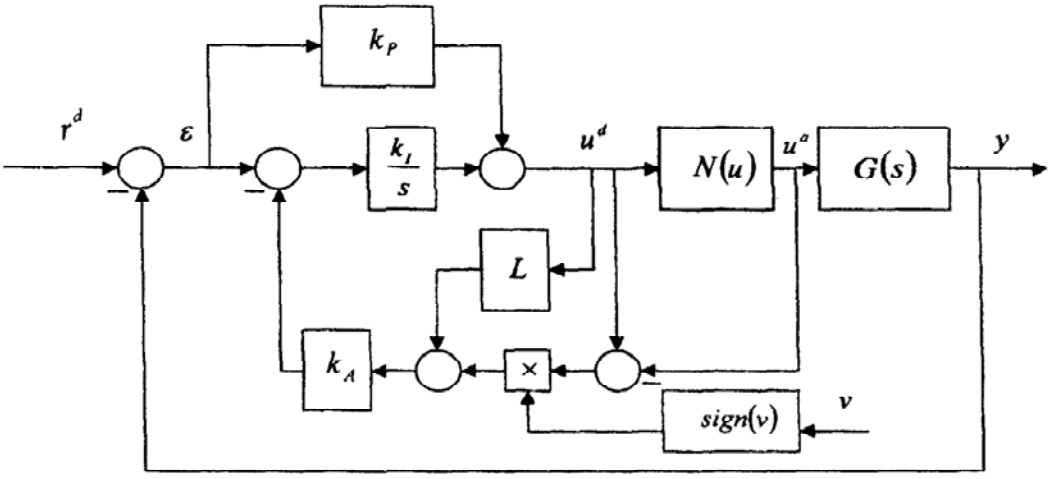


Fig.5

Assume that the mismatch between the desired control variable $u^d(t)$ and the actual one $u^a(t)$ yields an inadequacy of the controller state variables $x(t)$. The restoration of the adequacy of the state variables is achieved by conditioning the PI controller to come back in to the normal mode of operation. When the actual control variable $u^a(t)$ is different from the desired variable $u^d(t)$, an auxiliary input $r^a(t)$ is used to restore

state adequacy. If $r^a(t)$ is applied instead of $r^d(t)$, the control variable $u^a(t)$ would have been equal to $u^d(t)$. The following equations describe the controller dynamics

$$r^a(t) = r^d(t) - k_A\{Lu^d(t) + sign(v)[u^d(t) - u^a(t)]\}, \quad (5)$$

$$\dot{x}^a(t) = k_I[r^a(t) - y(t)], \quad (6)$$

$$u^d(t) = x^a(t) + k_P[r^d(t) - y(t)]. \quad (7)$$

where k_A is the gain in the feedback loop.

The solution to the integration based linearization problem is to modify the conditioning technique by changing the nonlinear function in the feedback loop and thus to alter the operating point of the system. The operating point is moved to such a zone where the integration action reveals linearizing effect. The expression for the new feedback function is described as follows:

$$g(u) = Lu + sign(v)[u - N(u\ )], \quad (8)$$

where L and v are tuning parameters and determine the slope and orientation of the linearization line (Fig.5). The benefit from moving the operating point is the opportunity to avoid such areas like the zero line in the dead zone nonlinearity and to condition the controller in the linear range of operation. In conclusion, the conditioning technique demonstrates good linearizing capabilities for certain nonlinearities, but does not work for others. The reason for this restriction is the position of the operating point. The modification of the conditioning technique by introducing two more tuning parameters will avoid the restricted range of operation due to the operating point position. These two parameters determine the slope and orientation of the linearization line. The other tuning parameter is the nonlinear feedback loop gain which is used to amplify the feedback signal to the desired level. The suggested approach can be used for linearization of different types of static nonlinearities.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

Consider the conditioning scheme from Fig.2, where the plant model is described by the transfer function

$$G(s) = \frac{0.5}{(2.64s+1)(1.2s+1)}, \quad (9)$$

the proportional coefficient is set to $k_P = 15.0$, the integrator coefficient is set to $k_I = 7.5$ and the coefficient in the feedback is set to one of the following three values: $k_A = 0.0$, $k_A = \frac{1}{k_P} = 0.067$ and $k_A = 0.5$. The nonlinear element presents saturation nonlinearity. Fig. 6 shows the unit step responses of the system for different values of the feedback gain.

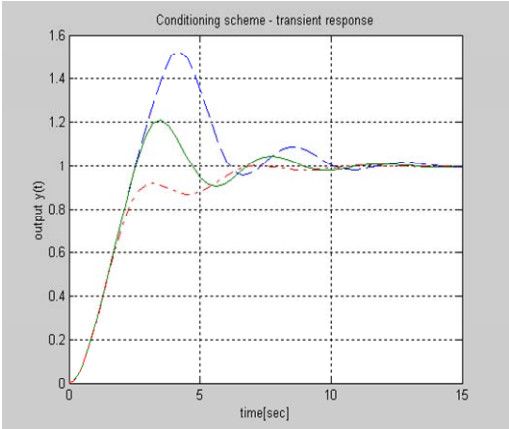


Fig. 6

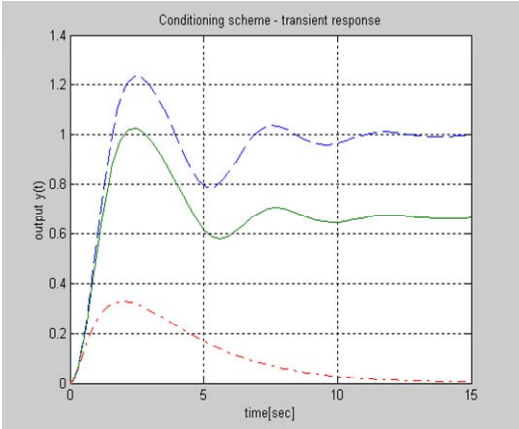
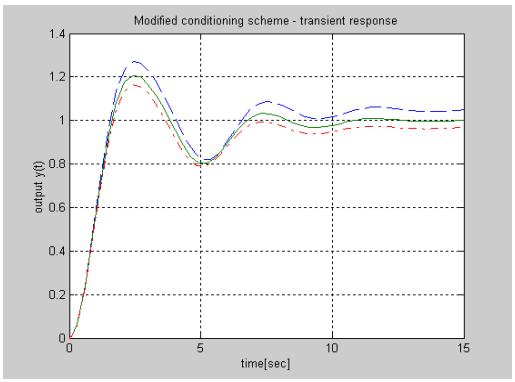


Fig. 7

The first case shows the unit step response for $k_A = 0.0$ (- - -), when there is no feedback signal to compensate the nonlinear effect of saturation. The unit step response has a large overshoot and prolonged settling time. The control signal saturates and causes deterioration of the system performance. The second case is obtained for the optimal value of the feedback coefficient $k_A = \frac{1}{k_P} = 0.067$ (---). It is easy to see that the response looks linear, the overshoot and the settling time are reduced and the system shows better performance. The third case is obtained for $k_A = 0.5$ (-.-.). Although there is no overshoot, the system response is nonlinear. Fig.7 presents the responses for the same conditioning scheme when the nonlinear element is described by dead zone nonlinearity. The system response for $k_A = 0.0$ (- - -) has a large overshoot and settling time. The usage of the optimal feedback gain, computed for the saturation nonlinearity $k_A = \frac{1}{k_P} = 0.067$ (---) does not improve system behavior in this case. The system response is much more nonlinear with larger overshoot, settling time and steady state error than the first case without feedback. The third case is obtained for $k_A = 0.5$ and the performance has further deteriorated. These experiments clearly show that the conditioning technique is intended for a particular nonlinearity and does not have the universal effect for system linearization. The conditioning technique nonlinear feedback is efficient for linearizing the saturation nonlinearity and does not work for the dead zone nonlinearity. In the following experiments utilize the modified conditioning scheme for integration based linearization and explore the parameters tuning effect for achieving satisfactory performance and good level of linearization. The nonlinear element is described by dead zone nonlinearity. Two of the system parameters are changing: the feedback gain k_A and the tuning parameter for adjustment of the linearization line slope L. The sign of the signal v is chosen for achieving negative nonlinear feedback. Fig.8 describes the unit step responses of the modified conditioning scheme for $k_A = 0.01$ and $L = 0.0$ (- - -), $L = 0.7$ (---) and $L = 1.2$ (-.-.). In these cases the feedback gain value is too small and the responses look very similar. Fig.9 shows the case when the feedback gain value is $k_A = 0.05$ and the linearization line slope values are again $L = 0.0$, $L = 0.7$ and $L = 1.2$.



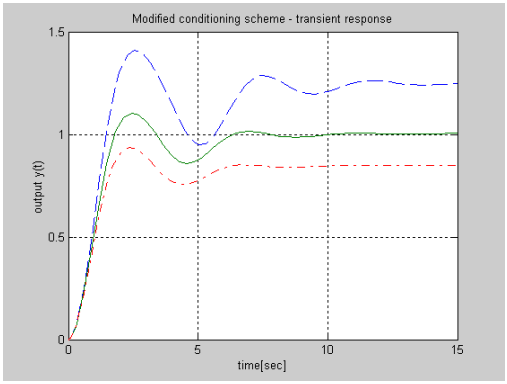
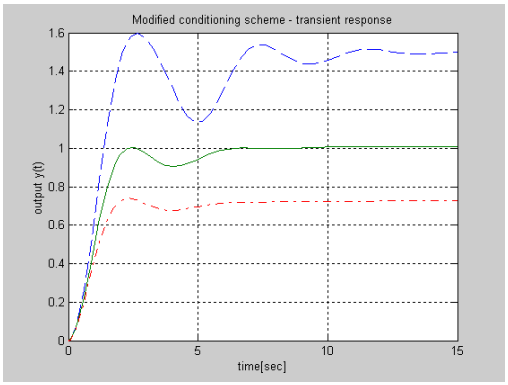


Fig.8 Fig.9

For $L = 0.0$ (- - -) the response is showing larger overshoot, settling time and steady state error different than zero. For $L = 0.7$ (---) the response is very linear like with good performance characteristics.



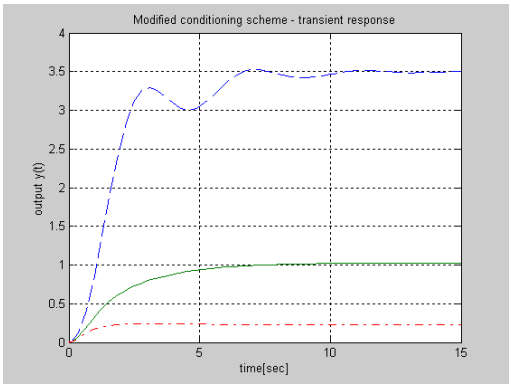


Fig.10 Fig.11

Increasing further the slope value $L = 1.2$ (-.-.) leads to further deterioration of system behavior. The next figures clearly show the role of the linearization line slope. Fig.10 presents the cases when $k_A = 0.1$ and Fig.11 when $k_A = 0.5$. In both cases, the slope $L = 0.0$ (- - -) is showing poor performance with obviously nonlinear behavior. The case when $L = 0.7$ (---) demonstrates good linearization ability and system performance shows linear behavior. Finally for $L = 1.2$ (-.-.) the response starts to deteriorate and the performance degrades.

5. CONCLUSION

The paper considers the problem of integration based feedback linearization for nonlinear systems. The linearization method is characterized by the existence of two structural elements: the presence of an integrator in the forward path and a local nonlinear feedback loop. The integrator serves the goal to move the system state to the linearized operating point. The nonlinear feedback tracks the nonlinear distortions of system behavior and provides a compensating signal to the integrator. The method supports the adjustment of three tuning parameters. Two of these parameters determine the slope and orientation of the linearization line. The third parameter is the nonlinear feedback loop gain and amplifies the feedback signal to the desired level. The method can be considered as a modification of the existing conditioning technique for

integrator anti-windup. It can be used for linearization of a wide variety of systems containing static nonlinearities and overcomes some limitations of the previously existing integration based linearization methods.

REFERENCES

1. Desoer, C., K. Wong, “Small signal behavior of nonlinear lumped networks”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 56, pp. 14-22, 1968
2. Franklin, G., J. Powell, A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*, Addison-Wesley, Reading, 1994
3. Hanus, R., M. Kinnaert, J. Henrotte, “Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method”, *Automatica*, vol. 23, pp. 729-739, 1987
4. Isidori, A., *Nonlinear contol systems*, Springer-Verlag, New York, 1989
5. Mäkilä, P., “LTI modelling of NFIR systems: near linearity and control, LS estimation and linearization”, *Automatica*, vol. 41, pp. 29-41, 2005
6. Samuelson, P., H. Norlander, B. Carlsson, “An integrating linearization method for Hammerstein models”, *Automatica*, vol. 41, pp. 1825-1828, 2005
7. Shamma, J., M. Athans, “Analysis of gain scheduled control for nonlinear plants”, *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. AC-35, pp. 898-907, 1990
8. Vidyasagar, M., *Nonlinear system analysis*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1993
9. Wang, J., W. Rugh, “Parameterized linear systems and linearization families for nonlinear systems”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. CAS-34, pp. 650-657, 1987
10. Wang, J., W. Rugh, “Feedback linearization families for nonlinear systems”, *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. AC-32, pp. 935-940, 1987

Author: Kamen Perev, PhD, is an associate professor at the Systems and Control Department, Faculty of Automatics in Technical University of Sofia; e-mail: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

РЕДУЦИРАНЕ НА РЕДА НА МОДЕЛА ЧРЕЗ ЧЕСТОТНО ПРЕТЕГЛЕНИ БАЛАНСОВИ РЕАЛИЗАЦИИ

Камен Перев

Резюме: *Докладът разглежда задачата за редуциране на реда на модела чрез използване на честотно претеглени балансови реализации. Честотното претегляне е получено чрез използване на входни и изходни тегловни функции. Различни методи на честотно претеглени балансови реализации са използвани, при които се съхранява свойството устойчивост на редуцираната система. Представени са горни граници на грешката от апроксимация между редуцираната система и системата от пълен ред. Показано е, че точността на апроксимация зависи от големината на съкратените Ханкелови сингулярни стойности, както и от размера на най-голямото по стойност сингулярно число.*
***Ключови думи*:** *балансова реализация, честотно претеглено редуциране реда на модела, Ханкелови сингулярни числа, входни и изходни тегловни функции*

MODEL REDUCTION BY WEIGHTED BALANCED TRUNCATION

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of frequency weighted model reduction by balanced truncation. Frequency weighting is achieved by using input and output weighting functions. Different frequency weighted balanced truncation techniques are used, which have the property to preserve stability for the reduced order system. Upper bounds on the error of approximation between the full and reduced – order models are also presented. The model reduction techniques are tested by several experiments. The experimental results show that the accuracy of approximation depends on the size of the truncated Hankel singular values as well as on the size of the largest Hankel singular value.*
***Keywords*:** *balanced truncation, frequency weighted model reduction, Hankel singular values, input and output weighting functions*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Математичните модели намират широко приложение за симулиране на динамичното поведение на множество физични процеси и системи. Понякога тези процеси се характеризират с голяма размерност. Например, уравненията за прогнозиране на времето и моделите за симулиране на електрически вериги с много голяма степен на интеграция могат да достигнат стотици и дори хиляди свързани диференциални уравнения. Необходимостта от по-добра точност често води до много сложни модели. Симулирането на такива сложни модели е често

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

неизпълнима задача. Това е причината да се търси процедура за намаляване на сложността на модела, при което изчислителната тежест се намалява значително. Така получените опростени модели обхващат само основните черти и характеристики на първоначалния сложен модел. Процедурата на опростяване на модела, при което се редуцира размерността на първоначалния модел се нарича редуциране на реда на модела. Друга причина за търсене на модел от редуциран ред е проектирането на регулатора. Ако редът на обекта е много висок, такъв ще бъде и редът на регулатора. Сложността на регулатора е обикновено същата както и сложността на обекта и това ще направи процедурата за синтез на регулатор много трудна. Съществуват три основни трудности, които възникват при наличие на висока размерност на регулатора: числена сложност, изискване за голяма заета област на паметта и времеви ограничения при изчисленията. И в трите случая цената на процедурата на синтеза нараства изключително много.
В [1] са представени два основни подхода за редуциране на реда на модела: редуциране чрез балансова реализация и редуциране чрез резидюализация. При редуциране чрез балансова реализация се отсранява част от вектора на състоянията на системата, като се изолзва останалата част на мястото на първоначалния вектор. Следователно, при дадено описание на системата, векторът на състоянието $x(t)$ може да бъде разделен на две части: $x_1(t)$ и $x_2(t)$. В съответствие с разделянето на вектора на състоянието се разделят и системните матрици. Тогава редуцираният модел може да бъде получен чрез отстраняване на компонентата $x_2(t)$ от вектора на състоянията. Полученият редуциран модел ще съдържа само тази част от системните матрици, която съответствува на компонентата на вектора $x_1(t)$. Основно преимущество на този подход е, че запазва устойчивостта за редуцираната система. Методът на резидюализация се основава на процедурата на апроксимация при сингулярни смущения. При тази процедура, векторът на състоянията се разделя на бавна част $x_2(t)$ и бърза част $x_1(t)$. Редуцираният модел се получава чрез резидюализация на $x_2(t)$, като се приема, че $\dot{x}_2(t)$ е практически нула. При определени условия, компонентата на вектора на състоянията $x_2(t)$ се представя като функция на $x_1(t)$ и се замества в уравнението на състоянието за $\dot{x}_1(t)$. Така полученият модел е от редуциран ред поради отстраняването на компонентата $x_2(t)$. Основно преимущество на този метод е, че запазва коефициента на усилване на първоначалната система в установен режим. Редуцирането на реда на модела чрез балансова реализация и резидюализация са свързани чрез билинейно преобразувание на обратната Лапласова променлива s^{-1} [1]. Моделът получен чрез балансова реализация дава поточна апроксимация при високите честоти, а моделът получен чрез резидюализация е по-точен при ниските честоти.

Целта на този доклад е да представи задачата за апроксимация на системи чрез използване на балансови реализации в честотната област. Различни процедури за редуциране на реда на модела чрез честотно претеглени балансови реализации са разгледани и са сравнени техните свойства.

2. МЕТОД НА АПРОКСИМАЦИЯ ЧРЕЗ БАЛАНСОВИ РЕАЛИЗАЦИИ

Балансовата реализация е един от най-разпространените методи за редуциране на размерността на модела използвани в теория на управлението. Преимуществата на този метод са да се гарантират някои свойства на системата, като устойчивост и пасивност, както и съществуването на лесно изчислима горна граница на грешката от апроксимация. Балансова реализация е такава реализация на системата, при която грамианите на управляемост и наблюдаемост са еднакви диагонални матрици. Диагоналните елементи на тези грамиани се наричат Ханкелови сингулярни числа. Редуцирането на реда на модела изисква отстраняването на тези променливи на състоянието, които съответстват на малки Ханкелови сингулярни числа.

Разглеждаме устойчива линейна стационарна система описана чрез модел в пространство на състоянията:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \qquad t \geq 0,$$
$$y(t) = Cx(t), \qquad x(0) = x_0. \tag{1}$$

Операторът на управляемост на тази система се дефинира чрез израза:

$$L_c : L_2(0,\infty) \to R^n, \text{ където } (L_c u)(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau) d\tau \tag{2}$$

и операторът на наблюдаемост се определя чрез израза:

$$L_o : R^n \to L_2(0,\infty), \text{ където } (L_o x_0)(t) = Ce^{At} x_0. \tag{3}$$

Грамианите на управляемост и наблюдаемост на линейната стационарна система се дефинират чрез изразите:

$$W_c(0,t) = \int_0^t e^{A\tau} BB^T e^{A^T\tau} d\tau \quad \text{и} \quad W_o(0,t) = \int_0^t e^{A^T\tau} C^T C e^{A\tau} d\tau \tag{4}$$

Тези грамиани са матрични представяния на изображенията $L_c L_c^*$ и $L_o^* L_o$, където със звезда са означени съответните присъединени оператори. Ако линейната система е устойчива, управляема и наблюдаема, тогава грамианите $W_c = \lim_{t\to\infty} W_c(0,t)$ и $W_o = \lim_{t\to\infty} W_o(0,t)$ се получават като единствените решения на следните уравнения на Ляпунов:

$$AW_c + W_c A^T + BB^T = 0 \quad \text{и} \quad A^T W_o + W_o A + C^T C = 0. \tag{5}$$

В честотната област, грамианите се изчисляват чрез изразите:

$$W_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega I - A)^{-1} BB^T (-j\omega I - A^T)^{-1} d\omega \tag{6}$$

$$W_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (-j\omega I - A^T)^{-1} C^T C (j\omega I - A)^{-1} d\omega \tag{7}$$

където $(sI - A)^{-1} B$ е изображението вход-състояние и $C(sI - A)^{-1}$ е изображението състояние-изход. Най-малкото количество енергия, необходимо за преместване на ситемата от нулевото състояние в състоянието x се дава чрез израза $E_c = x^T W_c^{-1} x$, докато енергията получена при наблюдение на изхода при начално състояние x без наличието на входен сигнал се задава като $E_o = x^T W_o x$. Следователно, състоянията които трудно се достигат изискват голяма енергия E_c и се

генерират от собствените вектори на W_c, които съответстват на малки Ханкелови сингулярни числа. Състоянията, които са трудно наблюдаеми дават малка енергия на изхода и се генерират от собствените вектори на W_o, които съответстват на малки Ханкелови сингулярни числа. Редуцираният модел на системата се получава като се отстранят тези състояния, които са едновременно трудно достижими и трудно наблюдаеми. Възможно е обаче трудно достижими състояния да са лесно наблюдаеми и обратно, лесно достижими състояния да бъдат трудно наблюдаеми. За да се избегне такава ситуация е необходимо да се намери базис в пространство на състоянията, при който свойствата управляемост и наблюдаемост да бъдат в известен смисъл еквивалентни свойства. Такъв базис съществува, ако $W_c = W_o = diag(\sigma_1,\ldots,\sigma_n)$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \ldots \geq \sigma_n$, където σ_i, $i = 1,2,\ldots,n$ са Ханкеловите сингулярни числа на системата. Редуцираният модел на системата от ред $r < n$, получен чрез отстраняване на последните $(n-r)$ състояния съответстващи на Ханкеловите сингулярни числа $\sigma_{r+1},\ldots,\sigma_n$ е устойчив и удовлетворява условието за горна граница на грешката:

$$\|\Sigma - \Sigma_r\| \leq 2(\sigma_{r+1} + \cdots + \sigma_n) \qquad (8)$$

Следователно, ако отстранените Ханкелови сингулярни числа са малки по стойност, тогава се гарантира близост на моделите Σ и Σ_r. Така, при зададени условия за големината на грешката, може да се определи колко състояния да бъдат отстранени и да се формира модел от редуциран ред.

3. ЧЕСТОТНО ПРЕТЕГЛЕНИ БАЛАНСОВИ РЕАЛИЗАЦИИ

Методът на балансовите реализации задава модел от редуциран ред, който е валиден за целия честотен диапазон. Често обаче се изисква апроксимацията на системата да е в сила само за определена честотна област. Това изискване се изпълнява чрез използване на честотно претеглени балансови реализации.

***Задача*:** При зададени линейна стационарна система $\Sigma = \left\langle \frac{A}{C} \middle| \frac{B}{D} \right\rangle$, входна тегловна функция $\Sigma_i = \left\langle \frac{A_i}{C_i} \middle| \frac{B_i}{D_i} \right\rangle$ и изходна тегловна функция $\Sigma_o = \left\langle \frac{A_o}{C_o} \middle| \frac{B_o}{D_o} \right\rangle$, да се намери такъв редуциран модел, който да има малка стойност на нормата на претеглената грешка:

$$\|H_o(j\omega)[H(j\omega) - H_r(j\omega)]H_i(j\omega)\|_\infty, \qquad (9)$$

където $H_o(j\omega)$, $H_i(j\omega)$, $H(j\omega)$ и $H_r(j\omega)$ са съответните честотни характеристики. □

Предавателните функции $\hat{H}_i(s) = H(s)H_i(s)$ и $\hat{H}_o(s) = H_o(s)H(s)$ могат да бъдат получени както следва [1]:

$$\hat{\Sigma}_i = \left\langle \begin{array}{cc|c} A & BC_i & BD_i \\ 0 & A_i & B_i \\ \hline C & DC_i & DD_i \end{array} \right\rangle, \quad \hat{\Sigma}_o = \left\langle \begin{array}{cc|c} A & 0 & B \\ B_oC & A_o & B_oD \\ \hline D_oC & C_o & D_oD \end{array} \right\rangle \tag{10}$$

Претегленото чрез предавателната функция $H_i(s)$ изображение вход-състояние е $(sI-A)^{-1}BH_i(s)$ и претегленото чрез предавателната функция $H_o(s)$ изображение състояние-изход е $H_o(s)C(sI-A)^{-1}$. Съответните претеглени грамиани се задават чрез изразите:

$$W_{c,i} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}(j\omega I - A)^{-1}BH_i(j\omega)H_i^*(j\omega)B^T(-j\omega I - A^T)^{-1}d\omega \tag{11}$$

$$W_{o,o} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}(-j\omega I - A^T)^{-1}C^TH_o^*(j\omega)H_o(j\omega)C(j\omega I - A)^{-1}d\omega \tag{12}$$

Грамианите на управляемост и наблюдаемост на претеглените системи $\hat{\Sigma}_i$ и $\hat{\Sigma}_o$ се означават чрез $\hat{W}_{c,i}$ и $\hat{W}_{o,o}$. Тези грамиани удовлетворяват уравненията на Ляпунов:

$$\hat{A}_i\hat{W}_{c,i} + \hat{W}_{c,i}\hat{A}_i^T + \hat{B}_i\hat{B}_i^T = 0, \qquad \hat{A}_o^T\hat{W}_{o,o} + \hat{W}_{o,o}\hat{A}_o + \hat{C}_o^T\hat{C}_o = 0, \tag{13}$$

където грамианите на претеглените системи се представят в блочните форми:

$$\hat{W}_{c,i} = \left\langle \begin{array}{c|c} \hat{W}_{c,11} & \hat{W}_{c,12} \\ \hline \hat{W}_{c,21} & \hat{W}_{c,22} \end{array} \right\rangle, \qquad \hat{W}_{o,o} = \left\langle \begin{array}{c|c} \hat{W}_{o,11} & \hat{W}_{o,12} \\ \hline \hat{W}_{o,21} & \hat{W}_{o,22} \end{array} \right\rangle \tag{14}$$

Оказва се, че честотно претеглените грамиани (11) и (12) са равни на (1,1) блоковете на грамианите (14) (EN метод) [1]:

$$W_{c,i} = \hat{W}_{c,11} \qquad \text{и} \qquad W_{o,o} = \hat{W}_{o,11} \tag{15}$$

Ако или $H_i = I$ или $H_o = I$, тогава полученият редуциран модел е устойчив и претеглената грешка е ограничена отгоре чрез израза:

$$\left\|H_o(j\omega)\left[H(j\omega) - H_r(j\omega)\right]H_i(j\omega)\right\|_\infty \le 2\sum_{k=r+1}^{n}\sqrt{\sigma_k^2 + (\alpha_k + \beta_k)\sigma_k^{3/2} + \alpha_k\beta_k\sigma_k} \tag{16}$$

където α_k и β_k са H_∞ нормите на предавателни функции, които зависят от тегловните функции и редуцираната система. Недостатък на този метод е, че свойството усточивост не се гарантира в случай на двустранни тегловни функции.

Друг опит за решаване на задачата за претеглено редуциране на реда на модела е представен в [1] (LC метод). Този метод гарантира устойчивост при наличие на двустранни тегловни функции. Честотно претеглените грамиани са изчислени чрез прилагане на подхода на апроксимация при сингулярни смущения. В този случай, грамианите (15) са заменени чрез допълненията на Шур:

$$W_{c,i} = \hat{W}_{c,11} - \hat{W}_{c,12}\hat{W}_{c,22}^{-1}\hat{W}_{c,21} \qquad \text{и} \qquad W_{o,o} = \hat{W}_{o,11} - \hat{W}_{o,12}\hat{W}_{o,22}^{-1}\hat{W}_{o,21} \tag{17}$$

Претеглената грешка удовлетворява неравенството:

$$\left\|H_o(j\omega)\left[H(j\omega)-H_r(j\omega)\right]H_i(j\omega)\right\|_\infty \le 2\sum_{k=r+1}^{n}\sqrt{\left(\sigma_k^2+\alpha_k+\lambda_k\right)\left(\sigma_k+\beta_k+\omega_k\right)} \quad (18)$$

където α_k, β_k, λ_k и ω_k означават H_∞ нормата на предавателни функции зависещи от тегловните функции $H_i(s)$, $H_o(j\omega)$ и редуцираната система $H_k(j\omega)$.

По-нататъшно развитие на EN метода и LC метода се постига в комбинирания VA метод [3]. Грамианите на управляемост и наблюдаемост (11) и (12) се изчисляват от изразите:

$$W_{c,i}=\hat{W}_{c,11}-\alpha_c^2\hat{W}_{c,12}\hat{W}_{c,22}^{-1}\hat{W}_{c,21} \quad \text{и} \quad W_{o,o}=\hat{W}_{o,11}-\alpha_o^2\hat{W}_{o,12}\hat{W}_{o,22}^{-1}\hat{W}_{o,21} \quad (19)$$

При $\alpha_c=\alpha_o=0$, комбинираният VA метод съвпада с EN метода, а при $\alpha_c=\alpha_o=1$, комбинираният метод съвпада с LC метода. Устойчивостта е гарантирана в цялата околност на единицата независимо дали има съкращаване на полюси и нули или не. Чрез избора на параметрите α_c и α_o в околност на единицата се получава цяло семейство от устойчиви редуцирани модели.

ZH само-претегленият метод [5] е приложим за всяка устойчива система, която има устойчива дясна обратна система и матрица D от пълен ранг. Изисква се $H(s)$ да бъде квадратна предавателна несингулярна матрица, $\det(D)\neq 0$ и $H(s)^{-1}$ да бъде асимптотически устойчива. ZH методът е специален случай на EN метода, когато $H_i(s)=I$ и $H_o(s)=H(s)^{-1}$, като $\Sigma_o=\left\langle\begin{array}{c|c}A-BD^{-1}C & -BD^{-1}\\ \hline D^{-1}C & D^{-1}\end{array}\right\rangle$.

Грамианите се изчисляват от уравненията:

$$AW_{c,i}+W_{c,i}A^T+BB^T=0 \quad (20)$$

$$W_{o,o}\left(A-BD^{-1}C\right)+\left(A-BD^{-1}C\right)^TW_{o,o}+\left(D^{-1}C\right)^T\left(D^{-1}C\right)=0 \quad (21)$$

Само-претегленият честотен метод определя редуцирана система $H_r(s)$, която е асимптотически устойчива, минимално-фазова и се подчинява на ограничението върху грешката:

$$\left\|H^{-1}\left(H-H_r\right)\right\|_\infty \le \prod_{k=r+1}^{n}\left(1+2\sigma_k\sqrt{1+\sigma_k^2}+2\sigma_k^2\right)-1 \quad (22)$$

Друг метод, който гарантира устойчивост при двустранно претегляне е WSL методът [4]. Грамианите се получават от уравненията:

$$A\tilde{W}_{c,i}+\tilde{W}_{c,i}A^T+\tilde{B}\tilde{B}^T=0 \quad \text{и} \quad \tilde{W}_{o,o}A+A^T\tilde{W}_{o,o}+\tilde{C}^T\tilde{C}=0 \quad (23)$$

където $\tilde{B}$ и $\tilde{C}$ са фиктивни входни и изходни матрици. Тези матрици се изчисляват от орртогонални декомпозиции по собствени стойности на симетричните матрици:

$$X=-AW_{c,i}-W_{c,i}A^T \quad \text{и} \quad Y=-A^TW_{o,o}-W_{o,o}A \quad (24)$$

където матриците $W_{c,i}$ и $W_{o,o}$ са получени чрез EN метода от (15). Декомпозицията по собствени стойности на X и Y се задават във вида:

$$X=U\Lambda U^T \quad \text{и} \quad Y=V\Gamma V^T, \quad (25)$$

където Λ и Γ са диагонални матрици, а U и V са ортогонални матрици. Матриците $\tilde{B}$ и $\tilde{C}$ са получени както следва:

$$\tilde{B} = U\left|\Lambda\right|^{1/2} \qquad \text{и} \qquad \tilde{C} = \left|\Gamma\right|^{1/2} V^T \qquad (26)$$

където $\left|(\cdot)\right|$ означава матрица получена от абсолютните стойности на своите елементи. По-нататъшно развитие на комбинирания метод намира в модифицирания комбиниран VA метод [3]. Този метод включва всички модификации в единствен параметричен метод, гарантиращ устойчивост на редуцирания модел при двустранно претегляне. Грамианите се изчисляват чрез уравненията:

$$A\hat{W}_{c,i} + \hat{W}_{c,i}A^T + \hat{B}\hat{B}^T = 0 \qquad \text{и} \qquad \hat{W}_{o,o}A + A^T\hat{W}_{o,o} + \hat{C}^T\hat{C} = 0, \qquad (27)$$

където са в сила съотношенията:

$$X = -AW_{c,i} - W_{c,i}A^T \qquad \text{и} \qquad Y = -A^TW_{o,o} - W_{o,o}A, \qquad (28)$$

като грамианите $W_{c,i}$ и $W_{o,o}$ са получени чрез комбинирания VA метод от (19). Декомпозицията по собствени стойности се задава във вида: $X = U\Lambda U^T$ и $Y = V\Gamma V^T$. Така, матриците $\hat{B}$ и $\hat{C}$ се изчисляват както следва:

$$\hat{B} = U_1\Lambda_1^{1/2} \qquad \text{и} \qquad \hat{C} = \Gamma_1^{1/2}V_1^T, \qquad (29)$$

където $U = \begin{bmatrix} U_1 & U_2 \end{bmatrix}$ и $V = \begin{bmatrix} V_1 & V_2 \end{bmatrix}$ са получени при разделянето на Λ и Γ чрез $\Lambda_1 > 0$, $\Lambda_2 \le 0$ и $\Gamma_1 > 0$, $\Gamma_2 \le 0$.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

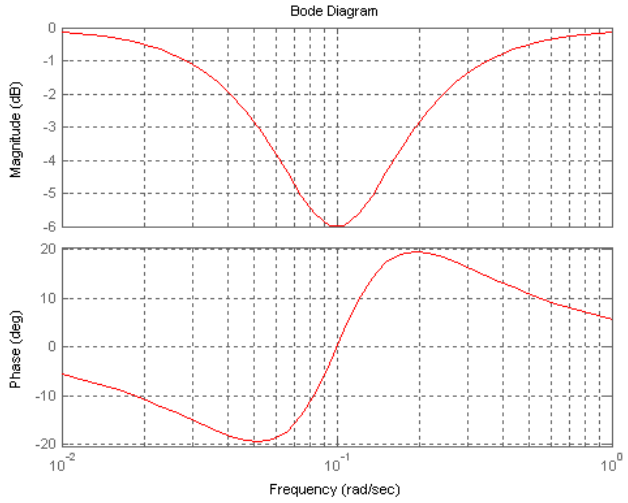
Разглеждаме линейната стационарна система описана чрез предавателната си функция:

$$H(s) = \frac{1}{s^8 + 10s^7 + 41s^6 + 90s^5 + 116s^4 + 90s^3 + 41s^2 + 10s + 1} \qquad (30)$$

Линейната система е претеглена чрез входна тегловна функция

$$H_i(s) = \frac{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2}, \text{ където } \omega_0 = 0.1\frac{rad}{\sec}.$$

Входната тегловна функция е ленто-задържащ филтър, чиито Боде-характеристики са представени на фиг.1.

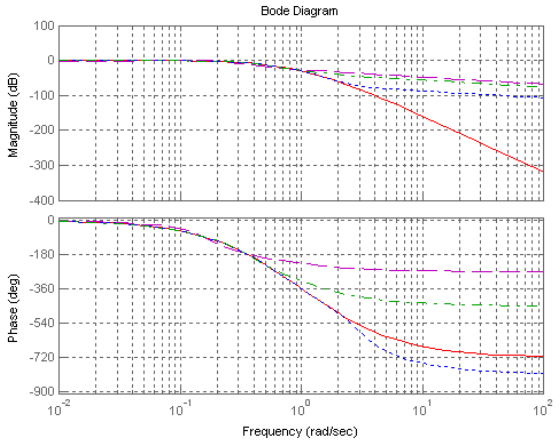


Фиг. 1. Боде характеристики на входната тегловна функция

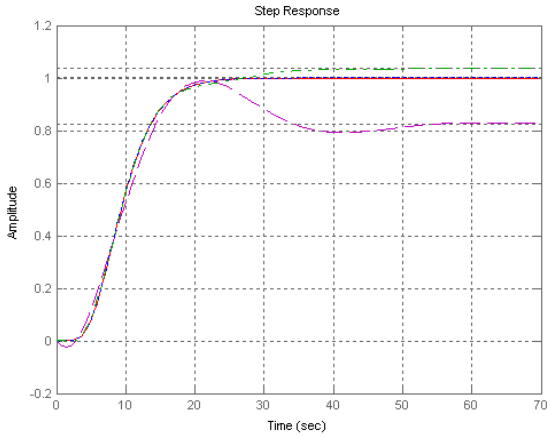
Ленто-задържащият филтър притежава свойството да блокира хармонични сигнали в тясно-лентов честотен диапазон в близост до срязващата честота ω_0. Прилагаме EN метода за честотно претеглена балансова реализация, където грамианите са изчислени от (15). Балансовата реализация е определена чрез използване на алгоритъма на квадратния корен [1,2]. Ханкеловите сингулярни числа на претеглената система са изчислени както следва:

$$\Sigma = \begin{pmatrix} 0.5632 & 0.2739 & 0.0774 & 0.014 & 0.0017 & 0.0001 & 0.000006 & 0.00000012 \end{pmatrix}$$

Прилагайки EN метода, получаваме характеристиките на Боде (фиг.2) и преходните характеристики (фиг.3) на модела от пълен ред, редуцирания модел от пети ред, редуцирания модел от трети ред и редуцирания модел от втори ред.



Фиг. 2. Боде х-ки от пълен ред ---, 5^{ти} ред …., 3^{ти} ред -.-.-. и 2^{ри} ред - - -



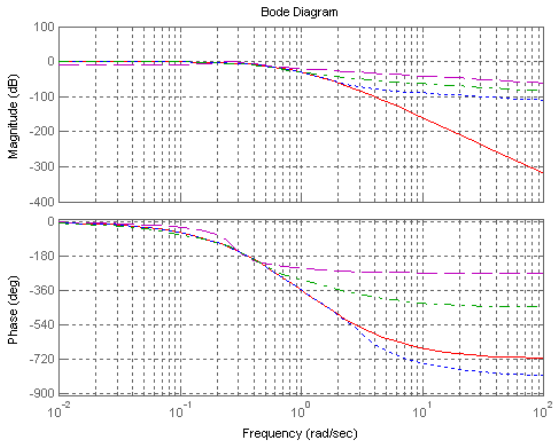
Фиг. 3. Преходни х-ки от пълен ред ---, 5^{ти} ред …., 3^{ти} ред -.-.-. и 2^{ри} ред - - -

Лесно може да се види, че редуцираният модел от пети ред има почти същите характеристики както и моделът от пълен ред, докато характеристиките на редуцирания модел от втори ред значително се различават от тези на първоначалния модел.

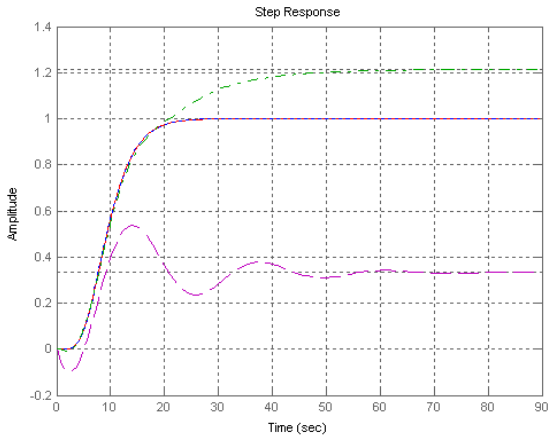
Прилагаме LC метода за честотно претеглено редуциране на реда на модела. Изчислените Ханкелови сингулярни числа се получават както следва:

$$\Sigma = \begin{pmatrix} 0.2244 & 0.1636 & 0.0631 & 0.0125 & 0.0016 & 0.0001 & 0.0000057 & 0.00000012 \end{pmatrix}$$

Първите три Ханкелови сингулярни числа получени чрез EN метода са по-големи по стойност от тези получени чрез LC метода. Следователно, очакваме, че балансовите реализации от по-нисък ред получени чрез LC метода ще бъдат с по-голяма грешка от апроксимация в сравнение с тези получени чрез EN метода.

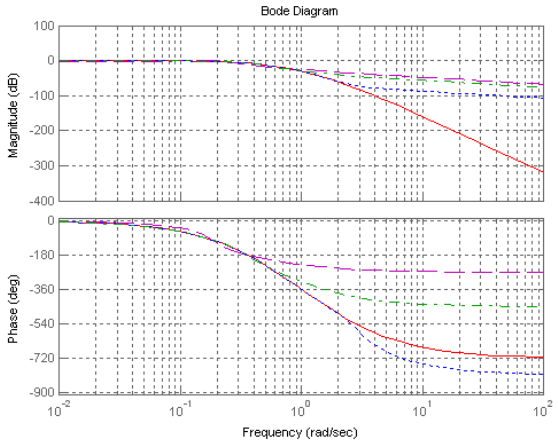


Фиг. 4. Боде х-ки от пълен ред ---, 5^ти ред …., 3^ти ред -.-.-. и 2^ри ред - - -

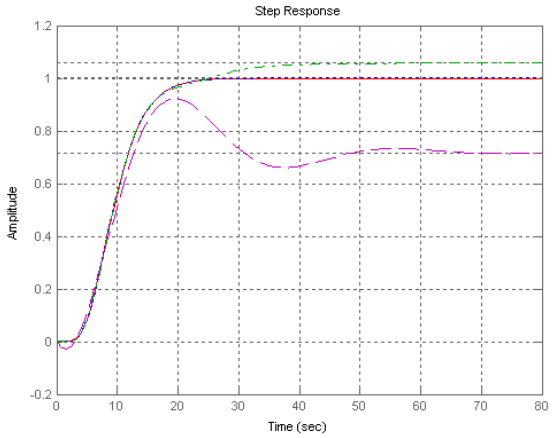


Фиг. 5. Преходни х-ки от пълен ред ---, 5^ти ред …., 3^ти ред -.-.-. и 2^ри ред - - -

Боде характеристиките и преходните характеристики на модела от пълен ред, редуцирания модел от пети ред, редуцирания модел от трети ред и редуцирания модел от втори ред чрез прилагане на LC метода са показани съответно на фиг.4 и фиг.5. вижда се, че характеристиките от нисък ред се различават значително от тези на първоначалния модел.



Фиг. 6. Боде х-ки от пълен ред ---, 5^ти ред …., 3^ти ред -.-.-. и 2^ри ред - - -



Фиг. 7. Преходни х-ки от пълен ред ---, 5^ти ред …., 3^ти ред -.-.-. и 2^ри ред - - -

Накрая използваме комбинирания VA метод със стойност на параметъра $\alpha_c = 0.8$. Ханкеловите сингулярни числа са определени както следва:

$$\Sigma = \begin{pmatrix} 0.364 & 0.2392 & 0.0749 & 0.0135 & 0.0017 & 0.0001 & 0.000006 & 0.00000012 \end{pmatrix}$$

Получените резултати са междинни между резултатите получени при прилагане на EN метода и LC метода. Характеристиките на Боде и преходните характеристики на модела от пълен ред, на редуцирания модел от пети ред, на редуцирания модел от трети ред и на редуцирания модел от втори ред, получени при прилагане на комбинирания VA метод са представени на фиг.6 и фиг.7. Вижда се, че получените характеристики са по-точни от тези получени чрез LC метода и по-неточни от тези получени чрез EN метода.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Този доклад разглежда задачата за честотно претеглено редуциране на реда на модела чрез използване на балансови реализации. Честотно претеглено редуциране реда на модела се използва в случаите, когато процесът на редукция се прилага за определен честотен диапазон. Честотното претегляне се получава като се използват входни и изходни тегловни функции. Различни методи на честотно претеглена редукция са представени. Методите на честотно претеглено редуциране запазват устойчивостта на редуцирания модел и удовлетворяват определени горни граници на грешката от апроксимация. Точността на разгледаните методи е проверена чрез проведените експерименти, където характеристиките на Боде и преходните характеристики на редуцираните модели са сравнени с тези характеристики на първоначалния модел от пълен ред. Показано е, че точността на апроксимация зависи главно от големината на отстранените Ханкелови сингулярни числа, както и от размера на най-голямото по стойност Ханкелово сингулярно число.

ЛИТЕРАТУРА

1. Antoulas, A., *Approximation of large - scale dynamical systems*, SIAM Publ., Philadelphia, 2005
2. Perev, K., “Approximation of pure time delays by balanced truncation”, *Proceedings of the anniversary conference 40 years DIA, UCTM - Sofia*, Sofia, pp. 53 – 56, 2011
3. Varga, A., B. Anderson, “Accuracy - enhancing methods for balancing – related frequency – weighted model and controller reduction”, *Automatica*, № 39, pp. 919 – 927, 2003
4. Wang, G., V. Sreeram, W. Liu, “A new frequency - weighted balanced truncation method and an error bound”, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol. 44, № 9, pp. 1734 – 1737, 1999
5. Zhou, K., “Frequency - weighted L_∞ norm and optimal Hankel norm model reduction”, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol. 40, № 10, pp. 1687 – 1699, 1995

Author: Камен Перев, доц. д-р, катедра Системи и Управление, Факултет Автоматика, Технически Университет София; e-mail: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

МОГОФУНКЦИОНАЛЕН СТЕНД ЗА МОДЕЛИРАНЕ И УПРАВЛЕНИЕ НА ВЪЗОБНОВЯЕМИ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ

Георги Ружеков, Иван Тиянов, Теофана Пулева

Резюме: *В статията се разглежда предназначението и конструкцията на лабораторен стенд за симулация на работата на възобновяеми енергийни източници (ВЕИ) - вятърна електроцентрала (ВтЕЦ) или хидроагрегат (ХА) от водноелектрическа централа (ВЕЦ). Реализацията на стенда е осъществена на базата на компоненти с промишлено предназначение на фирмата SIEMENS.*
Ключови думи: *ВЕИ, Инвертори, Програмируеми логически контролери, Човеко-машинен интерфейс, лабораторен стенд*

RENEWABLE ENERGY SOURCES MODELING AND CONTROL TRAINER

Georgi Ruzhekov, Ivan Tiyanov, Teofana Puleva

Abstract: *This paper considers the function and the configuration of the laboratory test bench for modeling and simulation of renewable energy sources (RES) – wind turbine and hydro turbine generators. The control bench schema is accomplished on the base of industrial components produced by SIEMENS.*
Keywords: *Renewable energy sources, Invertors, Programmable Logical Controller, SCADA, Laboratory Stand*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Стендът е разработен за нуждите на договор ДДВУ 02/80 с НФНИ на тема "Системи за управление на мощността на възобновяеми енергийни източници, работещи в самостоятелна енергийна система". Проектиран и реализиран е под формата на мултидисциплинарен симулатор с основното предназначение - изследване процесите на генериране на електроенергия от възобновяеми енергийни източници – хидроагрегати и ветрогенератори.

Лабораторният стенд дава възможност да бъде изследвана съвместната работата на ВЕИ и електроенергийна система (ЕЕС), изследване на алгоритми за управление на мощността на вятърни елелектроцентрали (ВтЕЦ) и водно-електрически централи (ВЕЦ) с цел осъществяване на баланса на активната мощност и първичното регулиране на честотата в ЕЕС. Режимите на работа на ВтЕЦ могат да включват управление на мощността на агрегата с цел извличане на максималната енергия от вятъра (при наличие на разрешение за такъв режим от общосистемния регулатор) или работа на частична мощност според заданието на общосистемния регулатор. Режимът на работа на ВЕЦ може да бъде определен от изискванията за първично или вторично регулиране на честотата на ЕЕС.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Решаването на поставената в проекта задача изисква съставяне на модел на съвместната работа на ЕЕС с ограничена мощност, в която както товарите, така и генериращите мощности от ВЕИ имат случаен характер. Промяната на съотношението между произведената и консумирана активна мощност води до отклонение на честотата от еталонната и стойност 50*Hz*. Необходимо е да бъде формирано управляващо въздействие към регулиращите органи на турбините на ВтЕЦ и ВЕЦ, което да доведе до промяна на мощността на агрегатите, имащо за цел възстановяване на честотата на енергосистемата на еталонната и стойност в зависимост от настроения статизъм.

Стендът ще се използва за решаване на част от задачите поставени в договора, като:

- Моделиране на динамиката вятърната турбина и нейните компоненти [2, 3];
- Моделиране на динамиката на хидроагрегат с отчитане на еластичността на водния стълб [6];
- Изследване на различни алгоритми за управление на мощността на ветрогенератор – по критерий извличане на максимална мощност от вятъра [2], или по зададена статична характеристика;
- Изследване на широк кръг алгоритми за управление на мощността на ХА с отчитане на еластичността на водния стълб – от класически модифицирани алгоритми за управление, до многомоделни адаптивни, робастни, прогнозиращи регулатори и регулатори с програмирано усилване, както и регулатори, проектирани чрез теорията на Винеровата филтрация;
- Изследване на качествените показатели на процеса на регулиране на честотата в ЕЕС с ограничена мощност при концентрирано разположени ВтЕЦ.

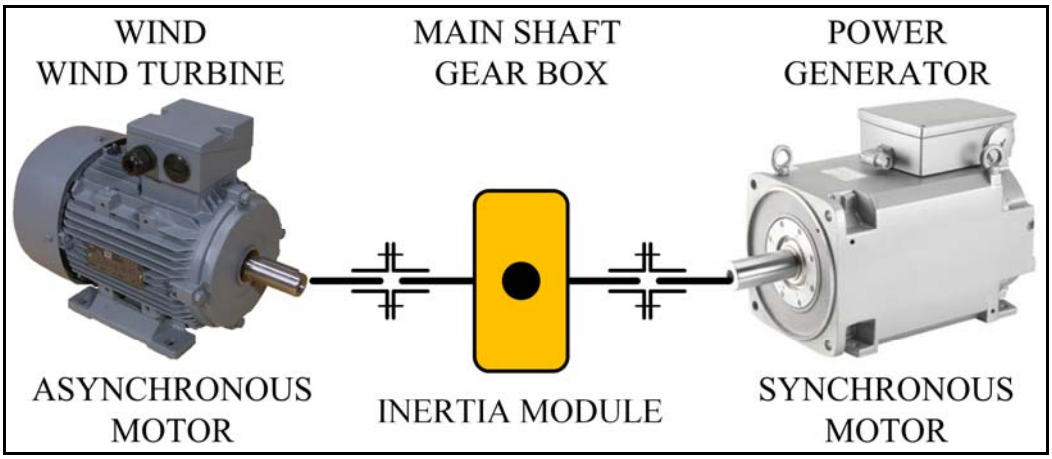
Освен показаните по-горе задачи стендът може да се използва за решаване на научно-изследователски задачи свързани с:

- Изследване на методи за управление на синхронни и асинхронни двигатели;
- Изследване на управление по скорост, положение и момент;
- Изграждане на комуникационни мрежи;
- Реализиране на съвременни алгоритми за управление чрез програмируеми логически контролери (PLC);
- Изграждане на човекомшинен интерфейс и SCADA системи.

Реализацията на стенда е осъществена на базата на компоненти с промишлено предназначение на фирмата SIEMENS [1]. Това позволява усвояване на техники и методи за проектиране, реализация на системи за управление близки до промишлени приложения.

2. КОНФИГУРАЦИЯ НА СИСТЕМАТА

Стендът е изграден от два електродвигателя свързани помежду си механически с маховик посредством съединители (фиг.1). Единият двигател е асинхронен и може да се разглежда като модел на първичния енергиен източник, вятърна или водна енергия, задвижваща турбина. Двигателният момент, създаван от турбината се симулира чрез подаване на подходящи управляващи сигнали към двигателя. Вторият двигател е синхронен, който може да работи както в двигателен, така и в генераторен режим. За разглежданите изследователски цели, той ще се използва като генератор, чрез който механичната енергия на турбината се преобразува в електрическа [4, 5].



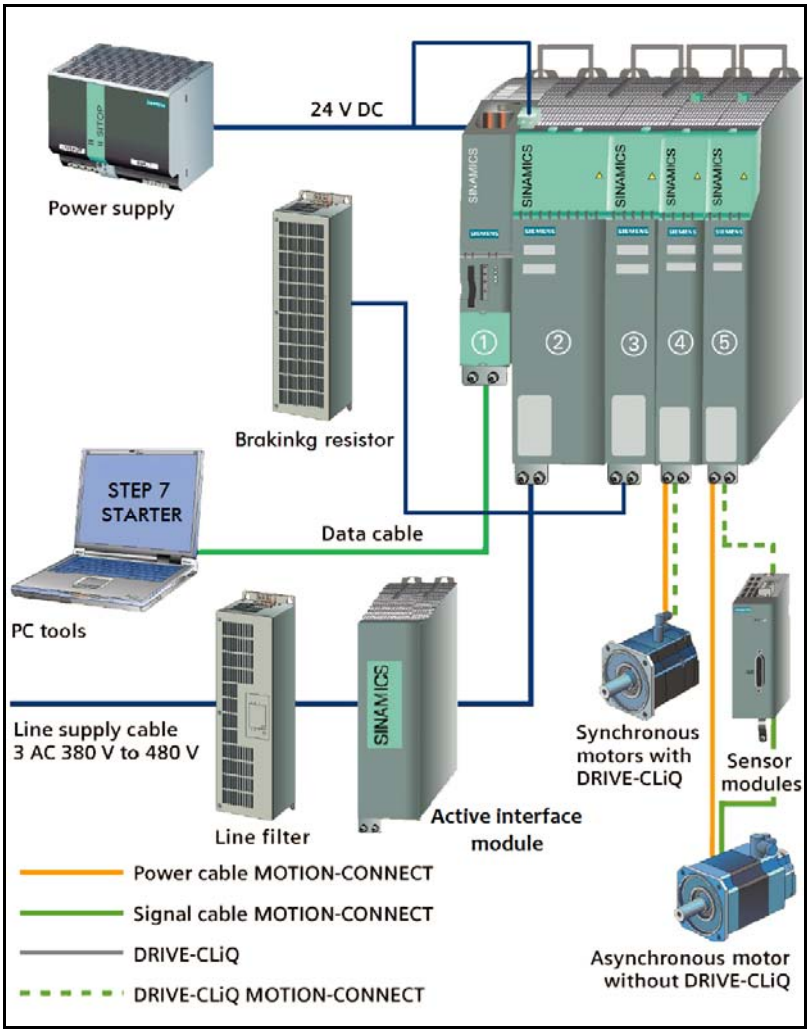
Фигура 1. Механични компоненти на системата

Силовата част на стенда (фиг.2) е изградена от филтър на захранващото напрежение (Line filter), захранващ блок (Active line module), който осигурява захранване на DC-шината (600V), блок за управление (Control unit), два инверторни модула (Single motor module) и спирачен модул (Braking module) с товарен резистор. Синхронният двигател е с вграден енкодер, а енкодерът на асинхронния двигател е монтиран допълнително. Системата за управление е реализирана с PLC на Siemens CPU315-2DP, а за управление на процесите се използва тъчоператорски панел и SCADA система.

Блокът за управление (1) се конфигурира за работа с конкретно свързаните към него модули, като той подава управляващите сигнали към захранващия и двигателните модули (2, 4 и 5) посредством изградена мрежа на базата на DRIVE-CliQ - технология. Тя позволява свързването на голям брой модули в обща мрежа, като всеки от модулите може да разширява мрежата според определени изисквания. Комуникационните връзки към "интелигентните" двигатели се осъществяват през DRIVE-CLiQ MOTION-CONNECT. По този начин управляващият модул получава информация от датчиците за скоростта/положението на вала, температурата на двигателя, а също и за каталожните данни - мощност, момент, захранващо напрежение и честота, максимален ток, обороти и др. Комуникацията между процесора (CPU) и блока за управление (Control unit) се осъществява по Profibus DP. Блокът за управление има и допълнителен Ethernet

комуникационен порт, но той може да се използва само за конфигуриране и тестване.

Така реализираният стенд има универсално приложение при разработване на системи за управление, свързани с изследване на различни методи за управление на синхронни и асинхронни двигатели – управление по скорост, позиция, момент, както и тяхното комбинирано използване. Стендът позволява управлението на двигателите да се осъществява в локален затворен контур – през блока за управление, като заданието се подава от контролера или без локална обратна връзка – контурът за управление се затваря през контролера.

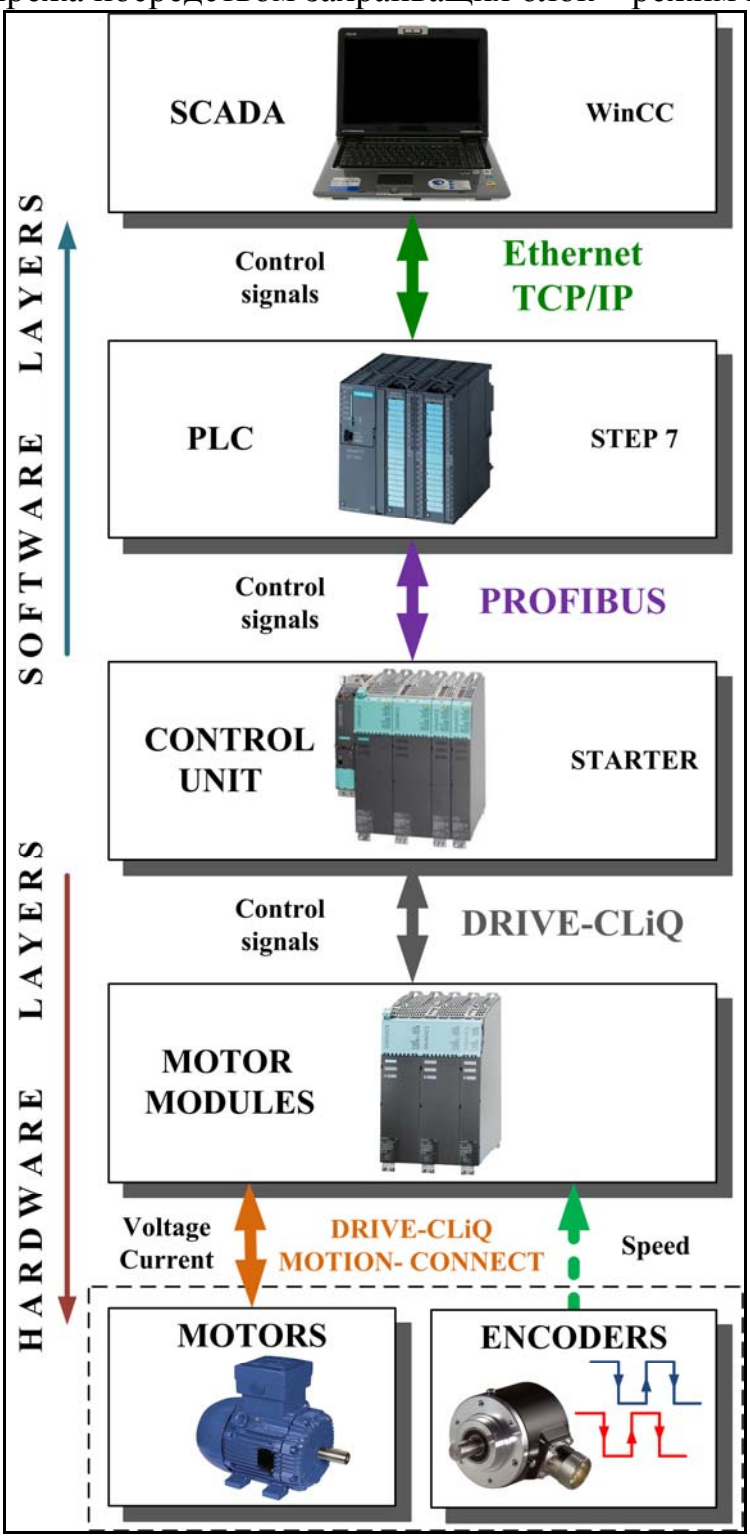


Фигура 2. Обща структура на силовата част стенда

Инерционният момент, създаван от маховика се използва като допълнителен динамичен товар, който трябва да се отчита при уточняване на модела и синтеза на алгоритмите за управление. При симулиране на работата на ветрогенератор или хидрогенератор тази маса моделира масата на турбината и другите механични елементи.

Механичната конструкцията на стенда позволява неговото лесно преконфигуриране, т.е. премахване на елемент (напр. маховика и директно свързване на двата двигателя), както разширяване на модела с други механични компоненти.

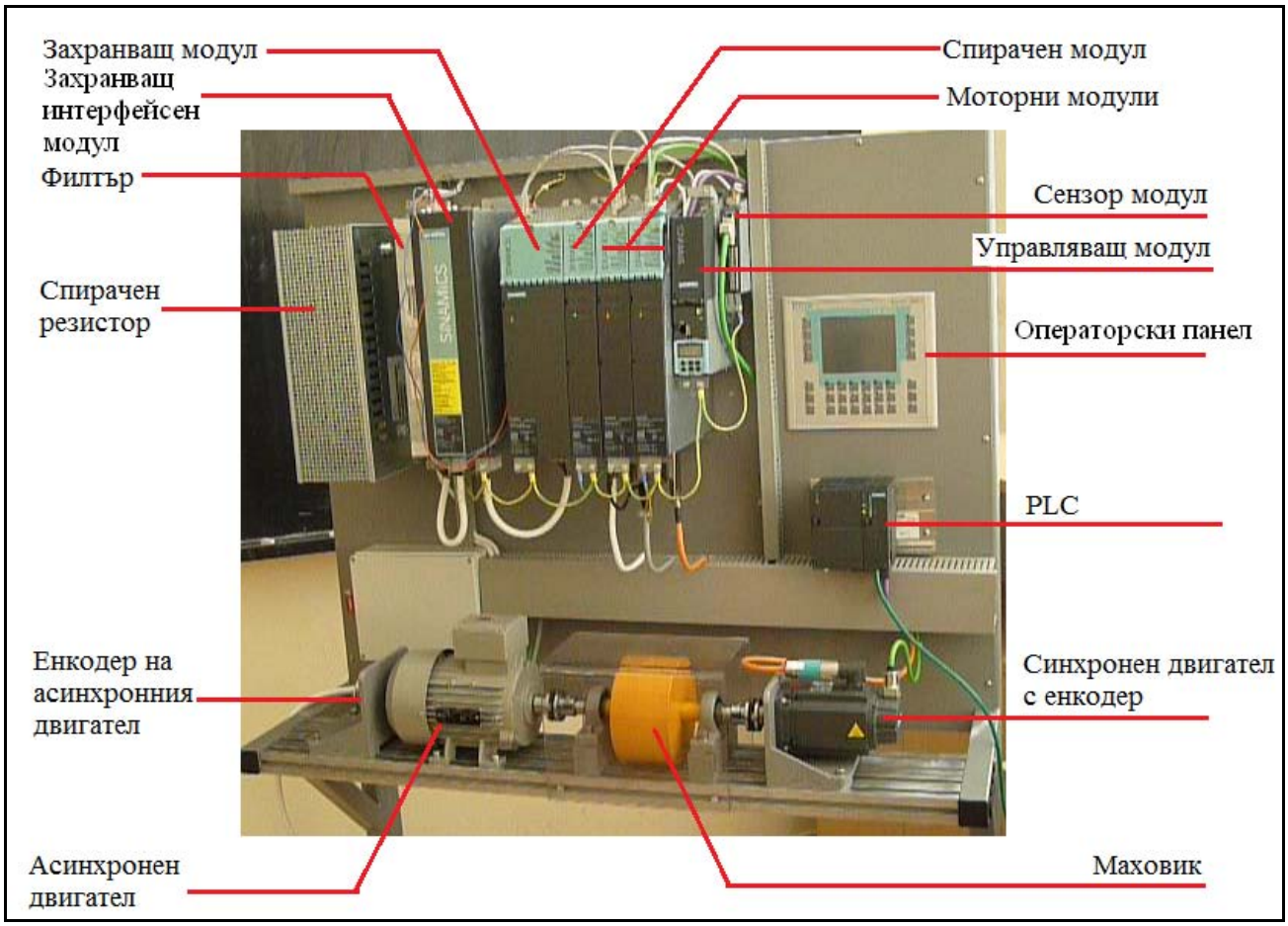
Използваната система позволява единият двигател да работи в спирачен режим, като генерираната електрическа енергия може да се подаде към спирачния резистор, при което генерираната енергия се превръща в топлина, или да се върне в захранващата мрежа посредством захранващия блок – режим на рекуперация.



Фигура 3. Комуникационни мрежи, използвани в лабораторния стенд

Комуникацията между PLC и блока за управление (Control unit) се извършва по Profibus DP, а комуникацията на PLC с компютърната система и операторския панел е по Ethernet. Това дава възможност и за допълнителни изследвания,

свързани с промишлени комуникационни мрежи. Йерархичната система и използваните комуникационни мрежи са показани на фиг.3.
На фиг.4. е показан общият вид на лабораторния стенд и основните модули, от които той е изграден.



Фигура 4. Общ вид на лабораторния стенд

3. СРЕДА ЗА РАЗРАБОТВАНЕ НА ПРОГРАМНОТО ОСИГУРЯВАНЕ

Системното програмно осигуряване, необходимо за разработване на проекта включва [1]:

- Програмния пакет Step 7 Professional на Siemens;
- WinCC flexible на Siemens;
- Starter на Siemens;
- Matlab/Simulink;

Пакетът Step 7 Professional на Siemens се използва за:

- Хардуерна конфигурация на системата – конфигуриране на контролера и неговата периферия, комуникационните мрежи, включените към тях устройства: инвертори, операторски панели, SCADA системи;
- Разработване на програмното осигуряване на системата.

Могат да се използват следните езици за програмиране:

✓ LAD – Ladder Logic – графичен език, реализиращ релейна логика;

- ✓ FBD – Functional Block Diagram – графичен език, използващ готови функционални блокове и булева логика.
- ✓ STL – Statement List – асемблероподобен език.
- ✓ SCL - Structured Control Language – език от високо ниво, който позволява реализация на сложни алгоритми.

С пакета WinCC flexible се реализира програмното осигуряване за операторския панел и за SCADA системата.

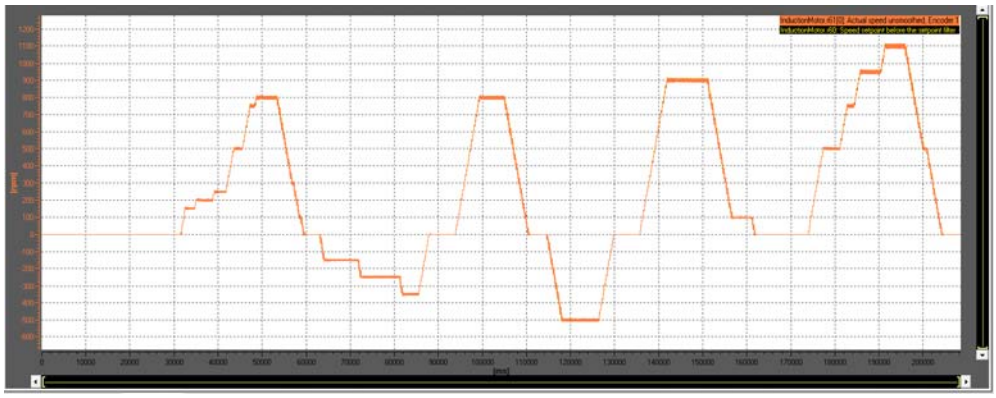
С пакета Starter се конфигурират инверторите, задават се режимите им на работа, конфигурират се комуникационните протоколи, извършват се настройки на вградените регулатори и се провеждат тестове с двигателите.

MATLAB/Simulink се използва за моделиране, анализ и синтез на системите за управление, както и за симулиране и визуализация на резултатите от експериментите.

4. ТЕСТОВЕ И ПОЛУЧЕНИ РЕЗУЛТАТИ

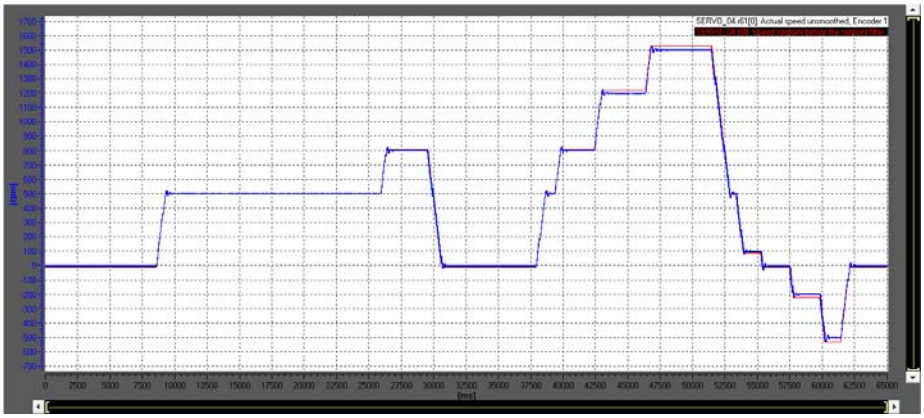
Началният етап при осъществяването на лабораторната среда за изследвания е свързан с разработване на програмното осигуряване за управление на стенда, която включва:

- Хардуерна конфигурация на системата – контролер, входно-изходни модули, комуникационни мрежи.
- Конфигуриране на управляващия модул, връзката му с останалите елементи на системата и комуникацията с CPU.
- Разработване на програмно осигуряване за управление на силовата част на стенда.



Фигура 5. Експериментални резултати при управление по скорост на асинхронния двигател

На фиг.5 са показани експериментални данни на процеса на управление по скорост на асинхронния двигател. Показани са заданието и получената скорост, изчислена от енкодера на двигателя, а на фиг.6 – запис от реализация при управление по скорост на синхронния двигател. От графиките се вижда, че регулаторите са настроени добре по отношение на динамичните характеристики на двигателите.



Фигура 6. Експериментални резултати при управление по скорост на синхронния двигател

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проектиран и изработен е многофункционален стенд за моделиране и изследване на работата на възобновяеми енергийни източници (ВтЕЦ и ВЕЦ) в самостоятелна енергийна система. Формулирани са изследователски задачи, които могат да бъдат решавани в разработената лабораторна среда. Представена е конфигурацията на стенда, функционалното предназначение на неговите основни компоненти и техните характеристики, както и системното програмно осигуряване, необходимо за разработването на софтуера за управление на стенда. Разгледана е възможността за използването на този стенд и за решаване на широк клас задачи, свързани с управление на различни видове двигатели, програмируеми логически контролери, комуникационни мрежи, човеко-машинен интерфейс и др. Показани са и някои от получените първоначални резултати.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изразяват благодарност на МОН и НФНИ, финансирали проекта за научни изследвания ДДВУ 02/80, в рамките на който са извършени представените изследвания

ЛИТЕРАТУРА

[1] www.automation.siemens.com

[2] Lubosny, Z. (2003). Wind Turbine Operation in Electric Power System, Springer.

[3] Bianchi, F., H. De Batista, R. Mantz (2007). Wind Turbine Control System, Springer.

[4] Vihiala, H. (2002). Control of Variable Speed Wind Turbines, PhD Thesis, Tampere University of Technology.

[5] http://www.lucas-nuelle.com

[6] Kundur, P. (1994). Power system stability and control, McGraw-Hill, Inc.

Автори: Георги Ружеков, доц. д-р. кат. „Системи и управление”, ФА, ТУ-София, email: *rouzhekov@hotmail.com*; Иван Тиянов –докторант кат. „Системи и управление”, ФА, ТУ-София, Теофана Пулева, доц. д-р. кат. „Системи и управление”, ФА, ТУ-София, email: *tpuleva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

АДАПТИВНА КОМПЕНСАЦИЯ НА СМУЩЕНИЯ В МЕХАТРОННА СЕРВОСИСТЕМА

Теофана Пулева

Резюме: *В статията се представят изследвания, свързани с реализиране на подход за адаптивна компенсация на смущение. Той се основава на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Законът на управление обхваща астатично управление чрез обратна връзка по състояния и допълнителен компенсиращ контур по оценените смущение. Проведени са експерименти, както със симулационния модел на сервосистема, така и с физически модел на мехатронна сервосистема на Inteco Co. Получените резултати показват убедително предимствата на представения подход.*
Ключови думи: *сервосистема, адаптивна компенсация на смущение*

ADAPTIVE DISTURBANCE REJECTION IN MECHATRONIC SERVO SYSTEM

Teofana Puleva

Abstract: *An adaptive disturbance rejection algorithm is considered in this paper. It is based on the adaptive estimator augmented with extra integral state. The control algorithm comprises a state space PI controller and an additional control signal that depends on the disturbance estimate. Different experiments by the servo system simulation model, as well as by the laboratory test bench of mechatronic servo system produced by Inteco Co. are carried out. They show convincingly the advantages of the proposed adaptive disturbance rejection control system.*
Keywords: *servo system, adaptive disturbance rejection*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Системите за сервоуправление са едни от най-важните и широко използвани системи за автоматично управление. Проектирането на сервоуправление обикновено е свързано с решаване на следните задачи: стабилизация на скоростта на двигателя при променлив товар и промяна на скоростта на двигателя от външно задание. Основните изисквания към качеството на регулиране са свързани с намаляване на времето за регулиране и статичната грешка, както и намаляване на чувствителността по отношение на параметрите на товара. Една от сериите по моделиране, анализ и управление на системи [5] е посветена на широк кръг въпроси, свързани с проектиране и реализация на регулатори за електромеха-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

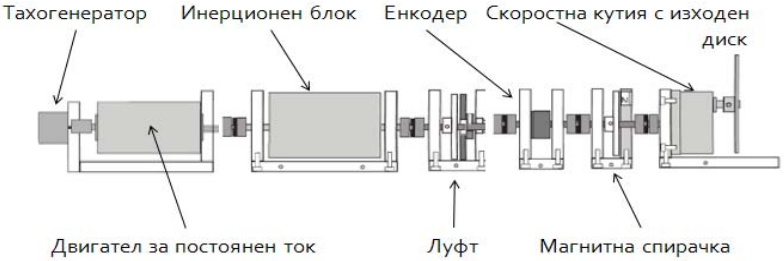
ISSN 1311-0829

нични системи и по-конкретно физически лабораторни модели на *TQ Education and Training Ltd* . Разгледани са множество управляващи алгоритми – от класически PID регулатори и интегро-диференциални коригиращи звена до LQR и LQG регулатори, робастно управление, нелинейни закони на управление, основаващи се на режим на хлъзгане и релейно управление. Отбелязва се, че полученото качество на регулиране и понижена чувствителност по отношение на параметрите на товара е най-добра при робастното управление, но се препоръчва да се формират подходящи изисквания при синтеза, за да се получи прост, от гледна точка на реализацията, регулатор. Подчертава се необходимостта от експерименти върху лабораторни стендове, които позволяват да бъде изследвано влиянието на нелинейни ефекти като зона на нечувствителност, ограничение, сухо триене, типични за всяко индустриално приложение. Прецизни модели на сервосистема са представени в [3]. Изследванията са фокусирани върху особеностите на индустриалните приложения, свързани с избор на такта на дискретизация и процесите на дискретизация на сигналите по ниво. Показани са експериментални резултати при управление по две оси на ръка на индустриален робот. В много публикации специално внимание се отделя на изследване на нелинейни подходи за управление. В [2] е представено изследване на робастна сервосистема, която представлява комбинация на линейно робастно управление и нелинейна система в режим на хлъзгане. Направено е изследване при компенсиране на смущения по товар. Показва се, че линейното робастно управление подобрява качеството на регулиране, но съчетано с нелинейно управление, реализиращо режим на хлъзгане, грешката при компенсиране на смущението значително намалява. В [6] се разглежда приложение на регулаторите с променлива структура при управление на сервосистеми.

В настоящия доклад е представен алгоритъм за адаптивно оценяване и компенсиране на смущения при сервоуправление. Той се основава на синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Контурът за управление обхваща ПИ регулатор, реализиран чрез обратна връзка по състояния и допълнителен контур за компенсация на смущението в закона на управление. Проведени са експерименти в реално време с лабораторен физически модел на сервосистема на фирмата Inteco [1].

2. ОПИСАНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ НА МЕХАТРОННА СЕРВОСИСТЕМА

Използваният лабораторен физически модел на фирмата *Inteco* се състои от сервомеханизъм с цифрово управление и софтуер, подходящ за работа в реално време [1]. Основната идея при реализация на тази система е да бъде създаден бърз и пряк достъп на управляващата система до хардуерната част чрез RT-DAC/USB, снабден с ЦАП и АЦП преобразуватели. Входно/изходните модули са свързани със силовия интефейс на системата.



Фигура 1. Модулна сервосистема

Лабораторният модел поддържа работа в реално време, както и изпълнение на сложни управляващи алгоритми, реализирани в средата на MATLAB/Simulink®. Сервосистемата се състои от няколко модула монтирани на метална релса и куплирани един към друг. Модулите са подредени във верига, в началото на която са разположени постояннотоков двигател и тахогенератор, а в края - скоростна кутия и следящ диск. При завъртане на двигателя се активират инерционният модул, луфт, енкодер, магнитна спирачка и скоростна кутия със следящия диск. Ъгълът на завъртане на вала на двигателя се определя чрез енкодер, като допълнително чрез тахогенератор се измерва ъгловата скорост.

Математическият модел на сервосистемата се извежда от две основни уравнения, които описват процесите в изследваната система:

- вторият закон на Кирхоф за котвената верига на двигателя

$$u(t) = R_a i(t) + L_a \frac{di(t)}{dt} + c_e \omega(t) \tag{1}$$

- основно уравнение на електрозадвижването (закон на Нютон за ротационното движение).

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = c_m i(t) - \beta\omega(t) + M_c . \tag{2}$$

Използваните в това описание означения са:

$u(t)$	входно напрежение	L_a	индуктивност на котвената верига
$i(t)$	котвен ток	J	инерционен момент на подвижните части
$\omega(t)$	ъглова скорост	β	коефициент на вискозно триене
R_a	съпротивление на котвената верига	$c_e\omega(t)$	противо е.д.н.
		$c_m i(t) = M_{дв}$	двигателен момент

Описанието на системата в пространството на състояния има вида:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t), \tag{3}$$

$$y(t) = Cx(t), \tag{4}$$

$$y_1(t) = C_1 x(t), \tag{5}$$

където векторът на състоянията е $x = [i(t)\ \omega(t)]^T$, $w(t)$ - вектор на смущенията, а матриците в това описание са

$$A=\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{c_e}{L_a} \\ \frac{c_m}{J} & -\frac{\beta}{J} \end{bmatrix},\ B=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix},\ B_w=\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix},\ C=\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix},\ C_1=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

където B_w е матричната компонента на смущението, а C_1 е диагоналната матрица, която има единични елементи в главния диагонал за тези състояния, които съдържат външни въздействия.

3. АДАПТИВНА КОМПЕНСАЦИЯ НА СМУЩЕНИЕ В СЕРВОСИСТЕМА

В това изследване се разглежда синтез на наблюдател, притежаващ адаптивни свойства по отношение на приложените външни въздействия към обекта (промяна на съпротивителния момент). Уравнението на наблюдателя се различава от известното уравнение на асимптотичния наблюдател по интегралния член от измерените и оценените състояния на обекта, съдържащи външните въздействия w_i, които не са предварително известни. Наблюдателят се описва с уравнението [7]:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) + L_{-1}\int_0^t (y_1 - C_1\hat{x})dt, \quad (7)$$

където L е вектор-стълб с размерност $(n,1)$, а L_{-1} е диагонална матрица с размерност (n,n), различаваща се от C_1 по това, че вместо единици в главния диагонал участват коефициенти L_{w_i}.

След изваждане на (3) от (7) за грешката на оценяване $e = \hat{x} - x$ се получава:

$$\dot{e} = (A - LC)e - L_{-1}C_1\int_0^t e dt - \tilde{w}, \quad (8)$$

където $\tilde{w} = B_w w$. След диференциране на (8) и отчитане, че $\tilde{w} = const$, се получава:

$$\ddot{e} = (A - LC)\dot{e} - L_{-1}C_1 e \quad (9)$$

Предполага се, че характеристичният полином на (9)

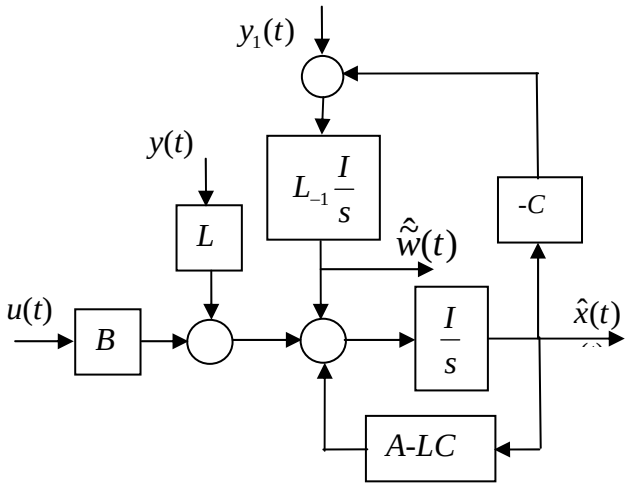
$$\det\left[s^2 I - s(A - LC) + L_{-1}C_1\right] \quad (10)$$

има един нулев корен, а всички останали са разположени в лявата комплексна полуравнина. Тогава при $t \to \infty$, $e \to S$ и $\hat{x} \to x + S$, където константата S съответства на началната стойност на интеграла в (8) и при $S \to 0$, се получава $\hat{x} \to x$. Следователно в равновесен режим

$$\tilde{w} = -L_{-1}C_1\int_0^t e dt = L_{-1}\int_0^t (y_1 - C_1\hat{x})dt \quad (11)$$

Вижда се, че интегралните членове в уравненията на наблюдателя възстановяват постоянните външни въздействия w_i, което определя неговите адаптивни свойства. Този наблюдател се означава като астатичен, за разлика от известния класически наблюдател на състоянието (наблюдател на Луенбергер), който е

статичен. Структурната схема на астатичния наблюдател с едно неизвестно смущение е показана на фиг.2.



Фигура 2. Астатичен наблюдател при едно неизвестно смущение

За характеристичното уравнение на изследваната система съгласно (10) се получава:

$$\begin{bmatrix} s^2 & 0 \\ 0 & s^2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a}s & -\left(\frac{c_e}{L_a}+L_1\right)s \\ \frac{c_m}{J}s & -\left(\frac{\beta}{J}+L_2\right)s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & L_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^2+\frac{R_a}{L_a}s & \left(\frac{c_e}{L_a}+L_1\right)s \\ -\frac{c_m}{J}s & s^2+\left(\frac{\beta}{J}+L_2\right)s+L_{-1} \end{bmatrix}$$

$$s\left\{s^3+\left(\frac{\beta}{J}+L_2+\frac{R_a}{L_a}\right)s^2+\left[L_w+\frac{R_a}{L_a}\left(\frac{\beta}{J}+L_2\right)+\frac{c_m}{J}\left(\frac{c_e}{L_a}+L_1\right)\right]s+L_{-1}\frac{R_a}{L_a}\right\}=0$$

При желан характеристичен полином $H_d(s)=s(s^3+a_1s^2+a_2s+a_3)$, за коефициентите на наблюдателя се получават следните изрази:

$$L_1=-\frac{c_e}{L_a}+\frac{J}{c_m}\left[a_2-\frac{a_3L_a}{R_a}-\frac{R_a}{L_a}\left(a_1-\frac{R_a}{L_a}\right)\right],\ L_2=a_1-\frac{\beta}{J}-\frac{R_a}{L_a},\ L_{-1}=\frac{a_3L_a}{R_a}. \quad (12)$$

4.СИНТЕЗ НА РЕГУЛАТОР В ПС

Синтезиран е астатичен регулатор в ПС на сервосистема с компенсация на смущение по товар. Описанието на разширената система със състоянието на интегралната компонента има вида [4]:

$$\dot{\bar{x}}=\bar{A}\bar{x}+\bar{B}u+\bar{\Gamma}r+\bar{\mathrm{H}}w, \quad (13)$$
$$y=\bar{C}\bar{x}$$

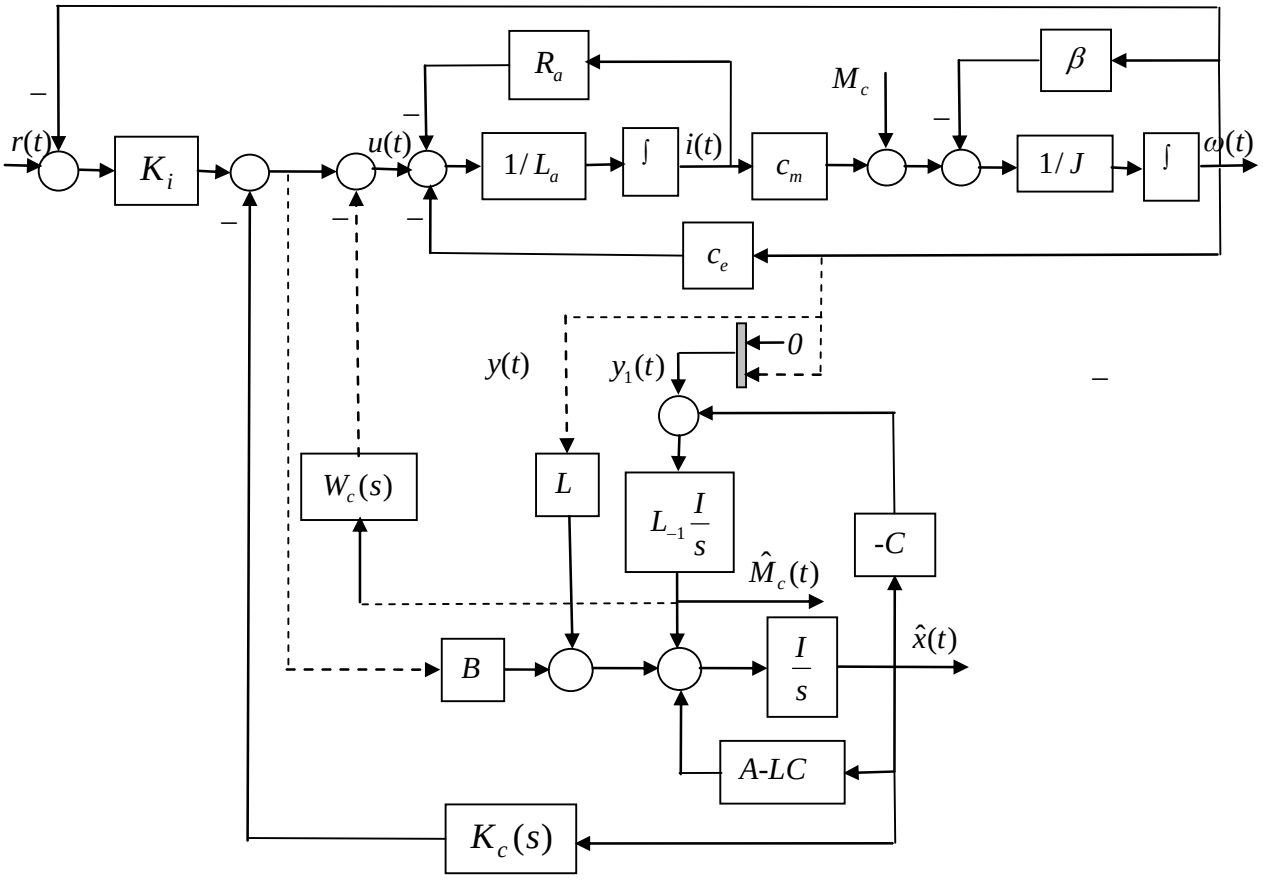
където векторът на състоянията е $\bar{x}=[x_i^T \quad x^T]^T$. Матриците от описанието (13) имат вида:

$$\overline{A}=\begin{bmatrix} O_{(1,1)} & -C_{(1,2)} \\ O_{(2,1)} & A_{(2,2)} \end{bmatrix},\ \overline{C}=\begin{bmatrix} 0_{(1,1)} & C \end{bmatrix},\ \overline{B}=\begin{bmatrix} 0_{(1,1)} \\ B \end{bmatrix},\ \overline{\Gamma}=\begin{bmatrix} 1 \\ O_{(2,1)} \end{bmatrix},\ \overline{\Gamma}=\begin{bmatrix} 0_{(1,1)} \\ B_w \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Смущението w може да се компенсира чрез принцип на регулиране по смущение (принцип на Понселе). Това изисква използване на получената оценка $\hat{\hat{w}}$ след съответно структурно преобразуване с цел привеждане на компенсиращия, промяната на съпротивителния момент, сигнал към входа на обекта. Предавателната функция $W_c(s)$ в компенсиращия контур има вида:

$$W_c(s)=\frac{\dfrac{L_a}{R_a}s+1}{\dfrac{c_m}{R_a}\left(\dfrac{L_a}{R_a 10}s+1\right)}. \quad (15)$$

Структурната схема на затворената система с адаптивна компенсация на смущение по товар е показана на фиг.3.



Фигура 3. Структурна схема на затворената система с адаптивна компенсация на смущение

Управлението е:

$$u(t)=-\overline{K}\,\overline{x}(t)+u_c(t), \quad (16)$$

където матрицата на обратната връзка по състояния е

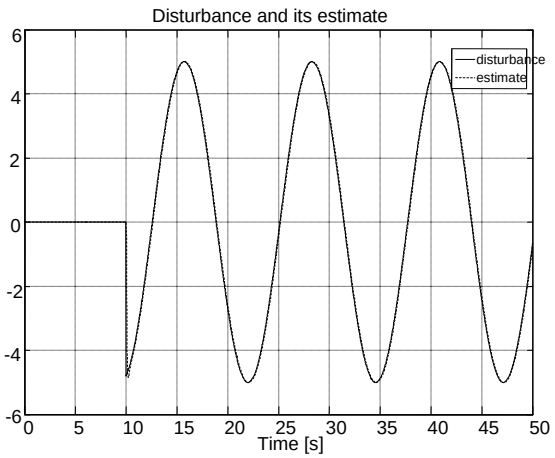
$$\overline{K}=[-K_i \quad K_c],$$

K_i е интегралният член, а K_c - пропорционален член на тази матрица. Компенсиращият член $u_c(t)$ се определя чрез оценката на товарното смущение и неговото привеждане към входа на обекта посредством (15). Матрицата на обратната връзка по състояния $\overline{K}$ е определена чрез синтез по зададени полюси.

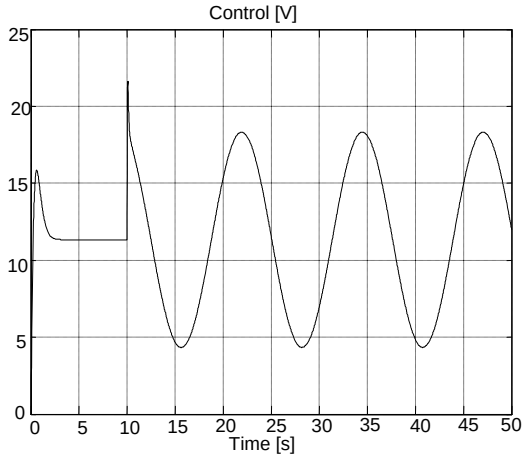
5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ.

В лабораторния модел на Inteco Servo System е използван двигател за постоянен ток тип „Rühler Motor GmbH" с номинални данни за котвен ток $I_a = 3.1A$, обороти $n = 3000\ \text{min}^{-1}$ и котвено напрежение $u_n = 24\,V$. Номиналната ъглова скорост $\omega_n = 314.16\ rad/s$, номинална мощност $P_n = 70\,\text{W}$, параметри на котвената верига - $R_a = 0.1\Omega$, $L_a = 0.01H$, инерционен момент на масата $J = 0.057\ kgm^2$, коефициент на вискозно триене $\beta = 0.9.10^{-3}\ N.m.s$. Коефициентите c_e и c_m са определени от известните съотношения: $c_m = \dfrac{P_n}{\omega_n I_a}$, $c_e = \dfrac{u_n - R_a I_a}{\omega_n}$.

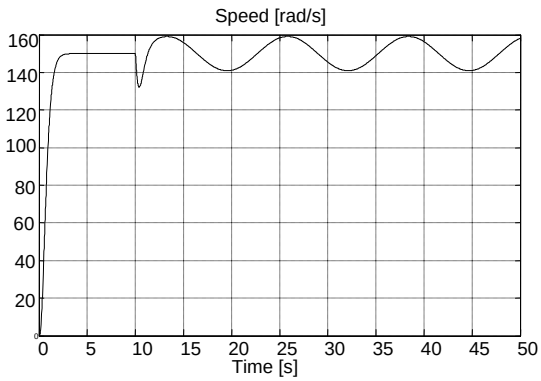
Извършени са симулационни изследвания на аналитичния модел при компенсиране на синусоидално смущение по товар, резултатите от които са показани на фиг.4.



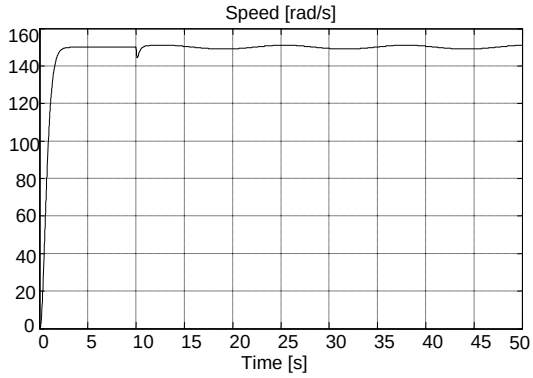
а. Смущение и оценка



б. Управление



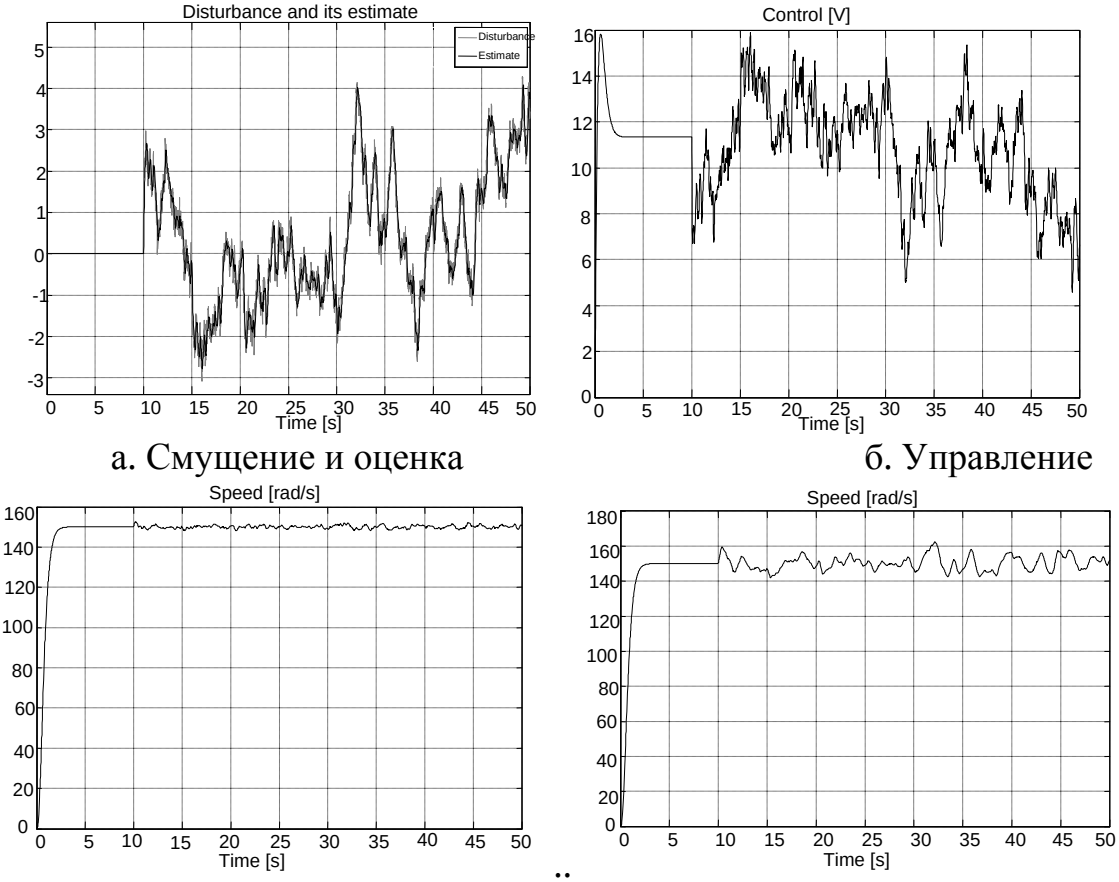
в. Изход (без компенсиращ контур)



г. Изход (с компенсиращ контур)

Фигура 5. Симулационни резултати при адаптивно оценяване и компенсиране на смущение по товар (хармонично изменящо се смущение)

Изследвана е стойността на интегрално квадратичната грешка, която без компенсиращия контур има стойност $J = 44.3410$, а при наличие на компенсация на смущение - $J = 0.7096$. Вижда се, че стойността на грешката намалява повече от 40 пъти, което недвусмислено показва високото качество на регулиране.
Направени са и симулационни изследвания и при отработване на случайно изменящо се смущение по товар. Резултатите от това изследване са показани на фиг. 6.



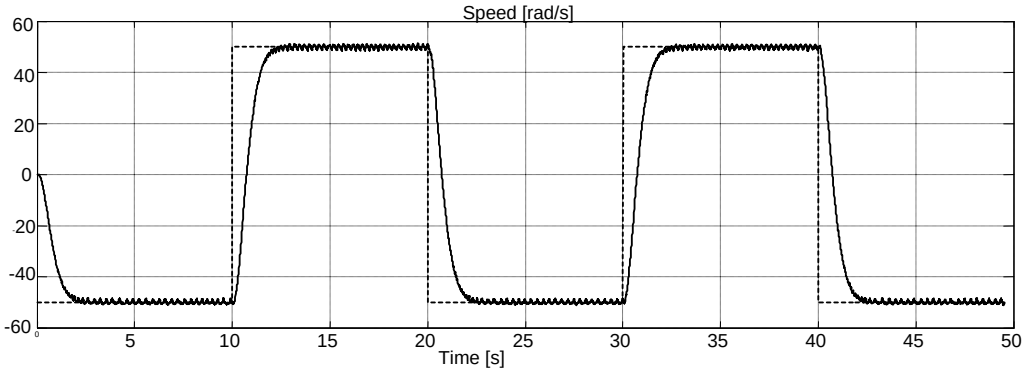
а. Смущение и оценка б. Управление

в. Изход (без компенсиращ контур) г. Изход (с компенсиращ контур)

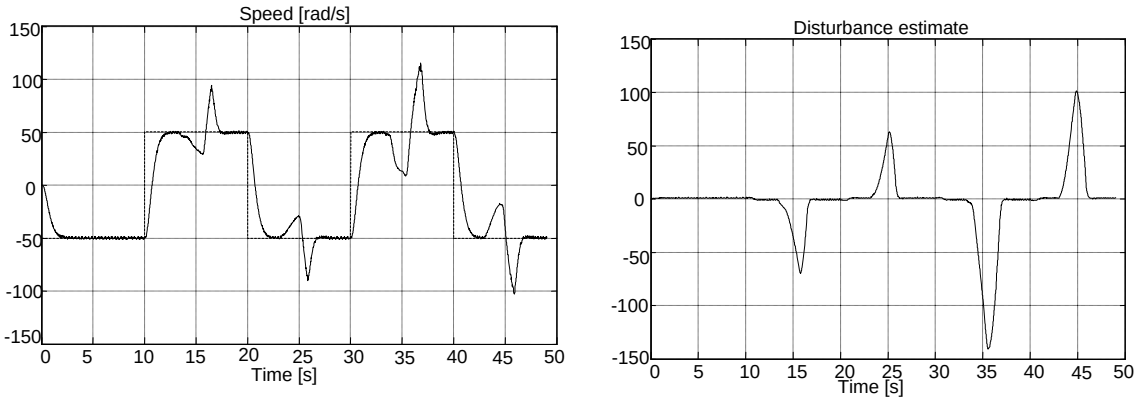
Фигура 6. Симулационни резултати при адаптивно оценяване и компенсиране на смущение по товар (случайно изменящо се смущение)

Стойността на квадратичната грешка намалява повече от 16 пъти - $J = 0.6530$, сравнена със стойността и без компенсания - $J = 16.9328$.
Проведени са изследвания с така проектирания регулатор и наблюдател върху лабораторния физически модел Inteco Servo System. На фиг. 7 е показана ъгловата скорост на следящия потенциометър на физическия модел. Наблюдаваните слаби колебания около установената стойност се дължат на наличието на модула „луфт” по време на експериментите.
Смущенията в съпротивителния момент се подават чрез задържане на модула «инерционна маса». За големината на подаваното смущение може да се съди единствено по получената от наблюдателя оценка. От представените на фиг.8 и фиг.9 експериментални резултати се вижда, че при наличие на адаптивен компенсиращ контур по смущение, отклоненията по скорост са съпоставими с тези,

получени без компенсиращ контур, но при около 4-5 пъти по-голямо по амплитуда смущение.

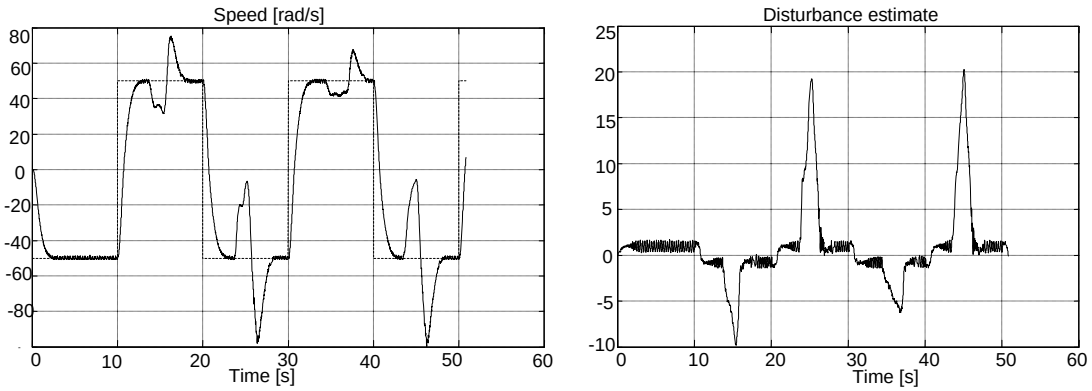


Фигура 7. Ъглова скорост на следящия потенциометър на физическия модел (без смущение по товар)



а. Скорост при смущение и компенсация б. Оценка на смущението

Фигура 8. Ъглова скорост на следящия потенциометър на физическия модел (със смущение по товар и компенсация)



а. Скорост при смущение и компенсация б. Оценка на смущението

Фигура 9. Ъглова скорост на следящия потенциометър на физическия модел (със смущение по товар и без компенсация)

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията се представят резултати, свързани с реализиране на подход за адаптивна компенсация на смущение. Той се основава на синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Законът на управление обхваща астатично управление чрез обратна връзка по състояния и допълнителен компенсиращ контур по оценените смущение. За различни по вид смущения са проведени симулационни изследвания, които показват чувствително намаляване на интегралноквадратичната грешка. Проведени са и експерименти с физически модел на мехатронна сервосистема на фирмата Inteco. Получените резултати показват убедително предимствата на предлагания подход за адаптивно оценяване и компенсиране на смущения при сервоуправление.

Благодарност. Авторът изразява благодарност на МОН и НФНИ, финансирали проекта за научни изследвания ДДВУ 02/80, в рамките на който са извършени представените изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Inteco, ***Modular servo system – User's Manual***

[2] Fujimoto, Y., Kawamura, A. (1995), ***Robust Servo-system Based on Two-Degree of Freedom Control with Sliding Mode,*** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No 3, June 1995, pp. 272-280

[3] Nakamura M., Goto S., Kyura N. (2004), ***Mechatronic Servo System Control, Problems in Industries and their Theoretical Solutions***, Springer, 2004, ISBN 3-540-21096-2

[4] Ogata K., (1994) Designing Linear Control Systems with Matlab, Prentice Hall,

[5] Servo Control System 1: ***DC servomechanisms***, control-systems-principles.co.uk

[6] Šulcius, N. (2008), ***Control of Mechatronic Servo Systems Using Variable Structure Controllers,*** Doctoral Dissertation, Kaunas University of Technology

[7] Кузовков, Н. (1976) Модальное управление и наблюдающие устройства, Машиностроение, Москва

Автор: Теофана Пулева, доц. д-р – катедра катедра Системи и управление, Факултет Автоматика, Технически Университет София; *email: tpuleva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Е. Хараланова

РЕАЛИЗАЦИЯ НА УПРАВЛЕНИЕ С FPGA НА ПОДВИЖЕН ОБЕКТ

Йордан Кралев, Филип Ф. Филипов, Красимира Филипова

Резюме: *Целта на работата е да се изгради система за управление на подвижен летателен апарат. Моделиран е в средата на Simulink и е получен C код. Стартиран е процес на операционната система в PC, изпълняващ се в реално време. Комуникацията с FPGA се осъществява, също в реално време по LAN мрежа и се базира на надстройка на UDP. Проектираният регулатор е вграден във FPGA. Проведени са изследвания за различни настройки на неговите параметри. Създаден е и външен потребителски интерфейс към FPGA.*
Ключови думи: *Моделиране на управление, Компютърно водене, Simulink, VHDL, FPGA*

IMPLEMENTATION OF THE CONTROL OF MOBILE OBJECTS WITH FPGA

Yordan Kralev, Filip F. Filipov, Krasimira Filipova

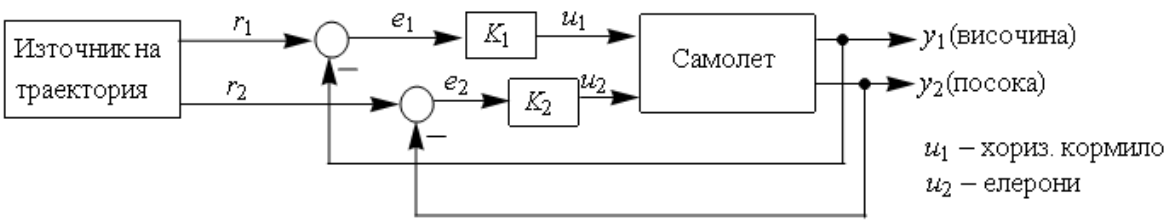
Abstract: *The purpose of our work is a design of control system for 6 DOF aircraft. Its model was built in Simulink and Real-Time Workshop was used for C code generation. The model executes on the PC operating system in real-time. Communication between the FPGA board and the aircraft model also takes place in real-time through LAN. It is based on a modification of the standard UDP. The control units are implemented in the FPGA. They were tested in a number of experiments. In order to change their parameters an external user interface was implemented.*
Keywords: *Control modeling, Computer guidance, Simulink, VHDL, FPGA*

1. ОБЩО ОПИСАНИЕ НА РЕАЛИЗИРАНАТА СИСТЕМА

Разработена е FPGA (Field Programmable Gate Array) базирана система за управление на непрекъснат модел на самолет. Управлението се състои в следене на задание за височина и на посока, по азимут, на полета. Известно е, че тези функции са в основата на всяка система за автопилот [1]. Най-общо, блок-схемата за управление движението на летателен обект по избрана траектория е показана на фиг.1. Видно е, че се наблюдават и управляват височината и направлението на движението на обекта, с цел възпроизвеждане на зададена траектория. За демонстрация на възможностите за управление на такъв обект, чрез програмируем прибор,е изграден непрекъснат модел на самолет в Simulink. Структурната схема на опитната постановка е показна на фиг.2а.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

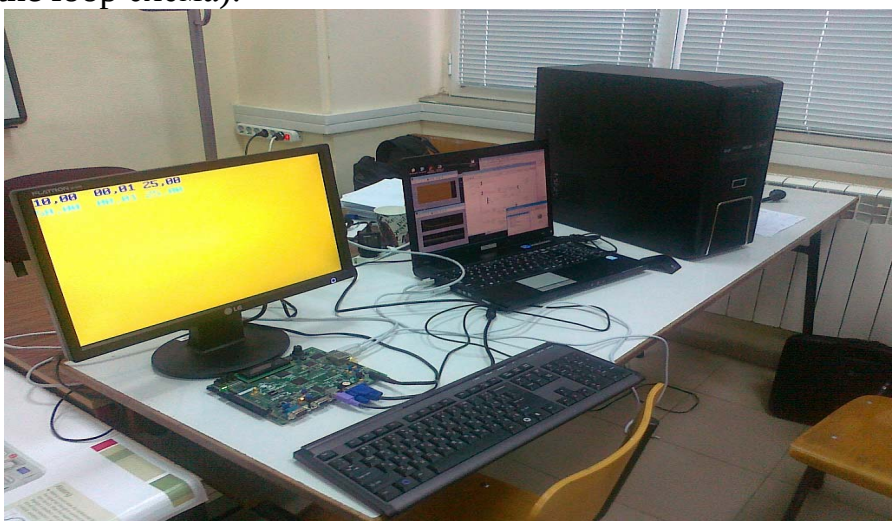
ISSN 1311-0829



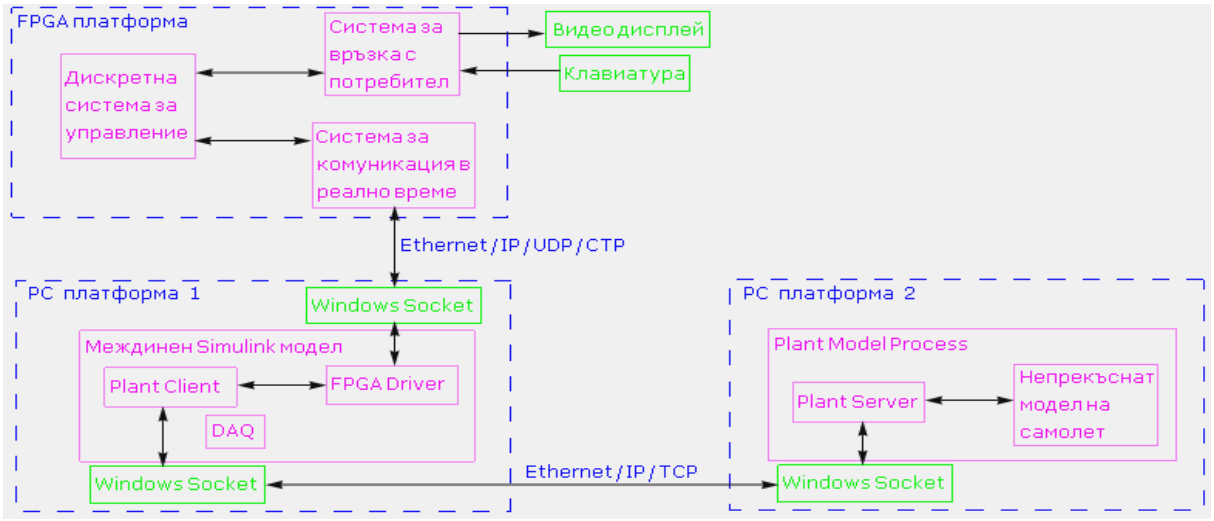
фиг.1. Блок-схема за управление движението

Основните компоненти са представени на фиг.2б:

- имплементирана в FPGA система за управление на непрекъснат обект;
- спомагателни системи, осигуряващи изпълнението на непрекъснатия модел в реално време, който е в затворен контур с реализирания регулатор (т.нар. Hardware in the loop схема).



Фиг. 2 а. Опитната постановка



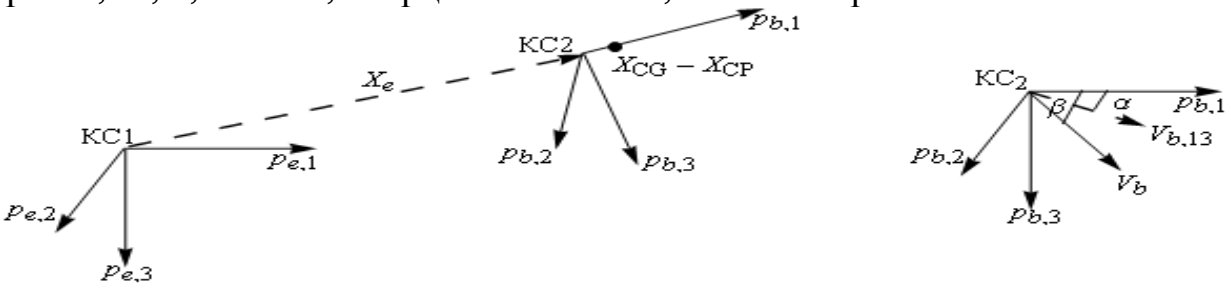
Фиг.2 б. Основни компоненти

Връзката между дискретната система, имплементирана в FPGA и непрекъснатия модел на самолет, който е стартиран като процес на PC платформа 2, се осъществява посредством междинна станция (PC платформа 1). Тя съдържа Simulink модел, изпълняващ се в реално време, чрез блокираща socket връзка и пренасочва: потоци данни, съдържащи стойностите на управляващите сигнали от системата за управление, разположена в FPGA към непрекъснатия модел на обекта; потоци данни, съдържащи стойности на измерените величини на

непрекъснатия обект, към дискретните регулатори, разположени в FPGA. Освен това, в този Simulink модел е организирано и събирането на данни и провеждане на експерименти с обекта или с модули, изпълняващи се в FPGA.

2. МОДЕЛ НА ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ

При изграждането на динамичен модел на самолета е използван Simulink Aerospace Blockset. На фиг.3 е показано положението на самолета (КС2) спрямо Земята (КС1), като са въведени означенията : V_b - скорост на тялото в КС2, X_e - позиция на тялото в КС1 ; $R_{be}, R_{eb} = R_{be}^T$ - матрици за преход от КС1 в КС2 и обратно; m , J , ω - маса, инерционен момент, ъглова скорост на тялото.



Фиг.3 Положение на самолета спрямо Земята

В табл. 1 са посочени използваните блокове и съответните им формални описания. Има блок, в който са въведени уравненията на движението на твърдо тяло с шест степени на свобода. Входни сигнали за блока са векторите на силите и въртящите моменти, приложени към центъра на тежестта (F_{xyz}, M_{xyz}), представени в КС 2. Изходи са позицията и скоростта на тялото (X_e в КС1, V_b в КС2). От скоростта V_b се определя динамичното налягане q, ъгълът на атака α и ъгълът на странично хлъзгане β. Чрез динамичното налягане, аеродинамичните коефициенти, положението на центъра на тежестта и центъра на налягане (определящ се от разположението на крилата), се изчисляват силите и моментите, действащи на твърдото тяло.

Табл. 1 Блокове и съответните им формални описания.

Име на блок	Формално описание
6DOF (Euler angles)	$F_{body} = m(\frac{d}{dt}V_b + \omega \times V_b)$, $M_{body} = J\frac{d}{dt}\omega + \omega \times (J\omega)$, $F_{body} = F_a + R_{be}F_{gravity} + F_{engine}$, $F_{gravity} = (0,0,mg)^T$, $X_e = \int_0^t R_{eb}V_b d\tau$
Aerodynamic forces and moments (Body axis)	$F_a = C_{aF}Sq$, $M_a = S_0 C_{aM} Sq + F_a \times (X_{CG,b} - X_{CP,b})$, $S_0 = \begin{pmatrix} b & 0 & 0 \\ 0 & \text{cbar} & 0 \\ 0 & 0 & b \end{pmatrix}$
Incidence, sideslip, & airspeed	$\alpha = arctg\left(\frac{V_{b,3}}{V_{b,1}}\right), \beta = arcsin\left(\frac{V_{b,2}}{\|V_b\|_2}\right)$

За изчисление на аеродинамичните коефициенти, зависещи от специфичната геометрия на самолета, ъгъла на атака и ъгъла на странично хлъзгане, са

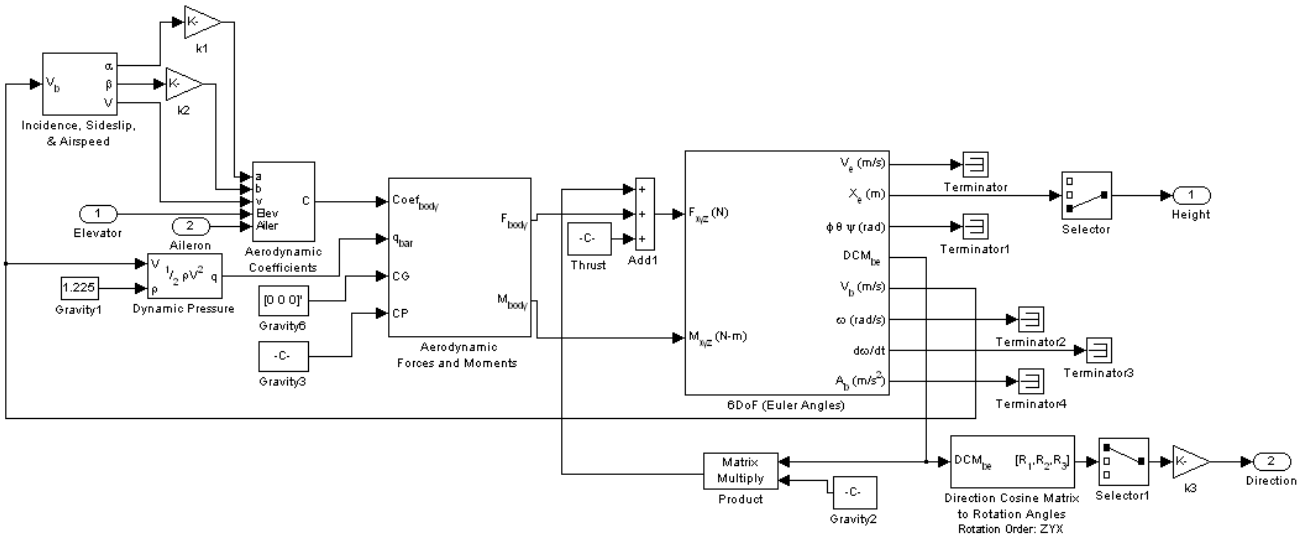
използвани следните зависимости [1], които са 6 на брой (3 за силата и 3 за въртящия момент, за всяка ос на КС 2).

$$\begin{pmatrix} C_{\text{aF}} \\ C_{\text{aM}} \end{pmatrix} = -1000\begin{pmatrix} 100 & 10\beta & 33\alpha+50 & 5\beta & \alpha & 4(0.0033\alpha-1)\beta \end{pmatrix}^T + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & u_1 & u_2 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Вижда се, че пилотът може да управлява ъгъла на атака чрез хоризонталното кормило (u_1). Промяната на позицията му се отразява като промяна в $C_{aM,2}$, вследствие на което самолета извършва движение по тангаж. Завиването се осъществява чрез елероните (u_2), създаващи въртящ момент, който накланя самолета, и той завива. Изходите на системата са височината на полета и посоката на полета по азимут. Има различни средства за тяхното определяне, напр. избраните от [1]:

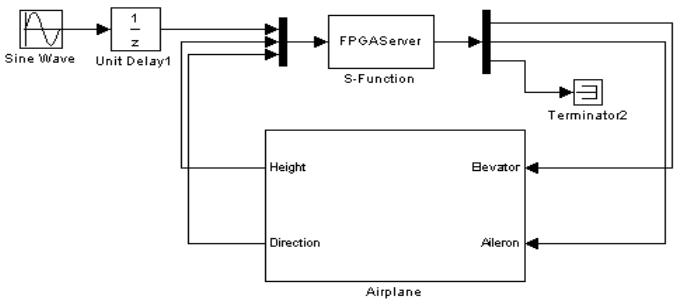
$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{e,2} \\ \text{Euler}_{\text{ZYX}}(R_{eb})_Z \end{pmatrix}$$

На фиг.4 е показана Simulink схемата на нелинейния модел на самолет. Тя може да бъде използвана при провеждането на симулации във или извън реално време, а също и да се получи линеен модел на обекта, необходим при синтеза на регулаторите.



Фиг.4 Simulink схема на нелинейния модел

За да може този модел да бъде изпълняван в реално време, в средата на стандартен персонален компютър, той е изваден от Simulink и е стартиран като независимо приложение (процес) на операционната система. На фиг.5 е Simulink схемата на модела на самолета, свързан със специално проектиран комуникационен модул. Блокът за комуникация е реализиран като S - функция (написана на C). Тя гарантира фиксиран такт (0.001сек.) на изпълнение на модела чрез използване на прекъсване от хардуерен блок High Precision Timer, включен в стандартната архитектура на персонален компютър. Избран е методът Euler1 за числено решаване на диференциалните уравнения, генерирани от модела, тъй като гарантира сходимост и не изисква голям брой



Фиг.5 Модел за генериране на C програмата

изчисления, което е важен фактор при работа в реално време.

От модела на фиг.5 е генерирана C програма, чрез Real-Time Workshop. Тя е компилирана и стартирана на стандартен персонален компютър (PC платформа 2). S-функцията отваря socket компонент на операционната система, който чака блокиращо на даден IP адрес. Когато моделът от PC платформа 1 се свърже с него, се създава нов socket, който поема потока данни. По мрежата се подават стойностите за изходите и входовете на обекта, които са от тип double.

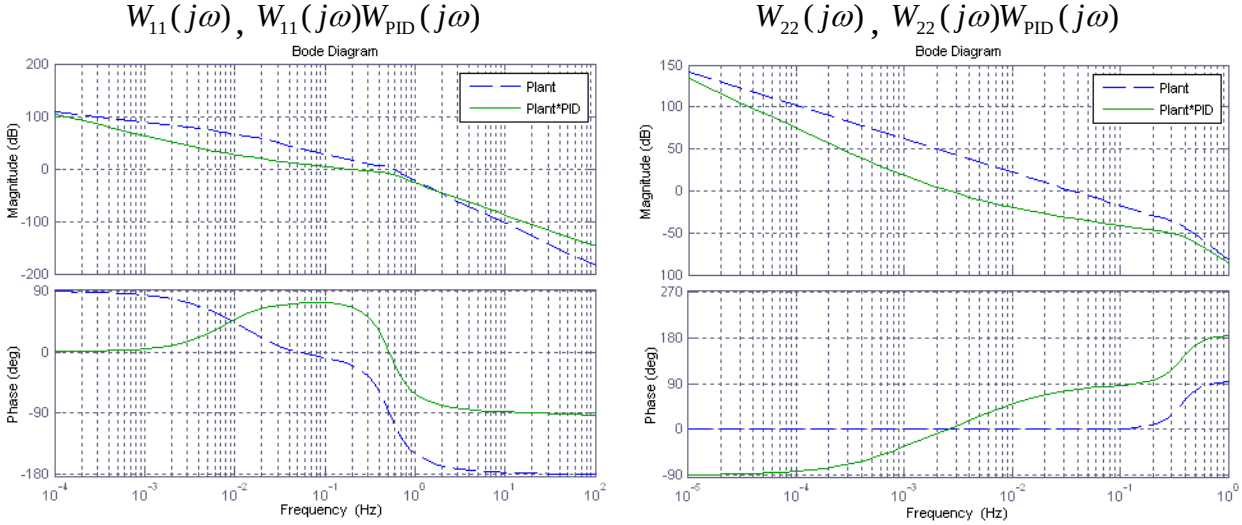
3. СИНТЕЗ НА СИСТЕМАТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Нелинейният модел на обекта от фиг.4 е линеаризиран посредством командата linearize(). Получена е следната предавателна матрица.

$$W = \begin{pmatrix} \dfrac{-100.4s - 26.77}{s(s^4 + 2.866s^3 + 11.37s^2 + 2.899s + 0.1478)} & 0 \\ 0 & \dfrac{-0.8043}{s^2(s^3 + 0.7783s^2 - 0.1289s + 15.6)} \end{pmatrix}$$

Двата канала на управление не си влияят. Следователно може да се управляват независимо. За целта са синтезирани два стандартни PID регулатора. Те са настроени по оптимизационен метод. Както е известно, стандартния PID регулатор има вида [2]:

$$W_{PID}(s) = K_P + \frac{K_P}{T_I}\frac{1}{s} + K_P T_D s$$



Фиг.6. Честотни характеристики

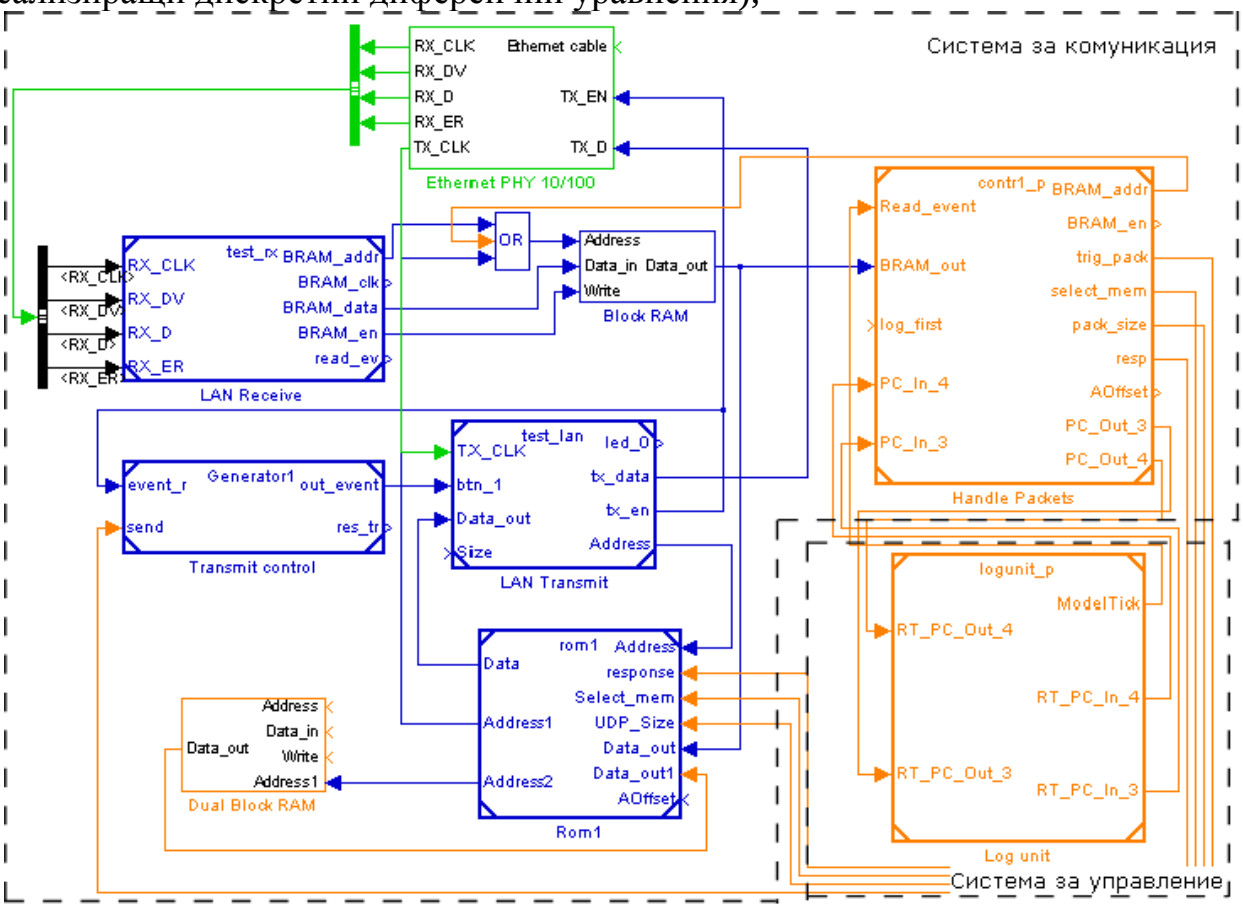
На фиг.6 са сравнени честотните характеристики на обекта и на отворената коригирана система. На база на получените разлики, търсенето на съответствие между поведението на нелинейния и линейния обект (като честотни

характеристики) се постига с коригирането му чрез регулатора. Съществено е да се подчертае, че при синтез в средата на FPGA промените в хардуера , предизвикани от настройките на параметрите, се отразяват веднага, автоматично, и това се вижда при симулацията. Проведените експерименти с нелинейната система са представени в т. 5. В резултат от симулациите е установено, че полученият линеен модел е валиден главно в нискочестотната област. Това не противоречи с поставените изисквания, тъй като заданията, които се отработват, са нискочестотни сигнали. За да има съответствие, трябва да бъде стеснена честотната лента на пропускане на отворената система.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ НА ИМПЛЕМЕНТИРАНА В ПРОГРАМИРУЕМ ПРИБОР СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

За реализацията на дискретен регулатор, осигуряващ управлението на самолета, е използвана FPGA платформа (Spartan 3E Starter Kit). Част от системата, имплементирана в програмируемия прибор, е синтезирана чрез използване на технология за генериране на VHDL код на базата на Simulink модел, описана в [3]. За целта се използва HDL Coder Toolbox. Имплементираната система е изградена от три главни модула:

- Дискретна система за управление (изградена е от процесорни ядра, реализиращи дискретни диференчни уравнения);



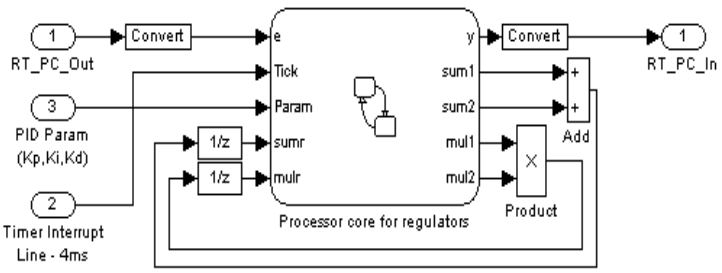
Фиг.7 Simulink схема, по която е генериран HDL код.

- Система за комуникация по Ethernet (в LAN мрежи) базиран интерфейс в реално време;
- Система за връзка с потребител в реално време посредством клавиатура и

видео дисплей. Тя дава директен достъп на потребителя до параметрите на системата за управление.

На фиг.7 е показана Simulink схемата, на базата на която е генериран HDL код. Тя включва две подсистеми – за комуникация и за управление на реален процес.

4.1 Дискретна система за управление



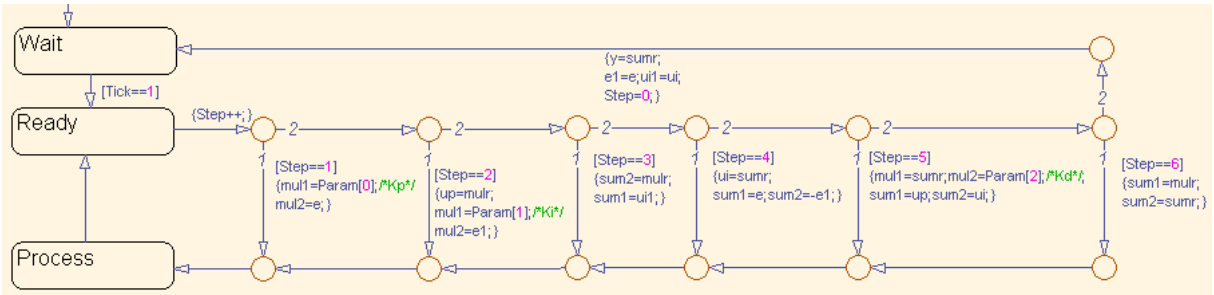
Входни сигнали
RT_PC_Out – грешка от модела стартиран на PC платформа 2 *PID Param* – параметри на PID въведени от потребителя *Timer Interrupt Line* - тактов сигнал 4ms
Изходни сигнали
RT_PC_In – управляващо въздействие към модела

Фиг.8 Структура на управляващия краен автомат.

Във FPGA платформата, двата PID регулатора са реализирани като две паралелно работещи системи. По конкретно, реализацията на PID регулатора включва: ресурсни блокове (суматор и умножител на цели числа) и управляващи блокове (краен автомат) – фиг. 8. В случая крайният автомат може да се каже, че изпълнява фиксирана програма (фиг. 9).

$$u(k) = K_P^* e(k) + u_I(k) + K_D^*(e(k) - e(k-1)),\ u_I(k) = u_I(k-1) + K_I^* e(k-1)$$

Изграден е алгоритъм, съответстващ на формулата, по който се изчисляват управляващите въздействия на базата на грешката, с използване на ресурсните блокове.



фиг.9

От значение е начинът на представяне на числата. Моделът, стартиран на PC платформа 2, работи с числа с плаваща запетая, а PID регулаторите - с числа с фиксирана. Затова, при това представяне на числата, се използва фиксиран мащабен коефициент M, така че $N_{FIX} = Floor(N * M)$, $N_{FIX} \in \square$, $N \in \square$ [4]. За регулатора по височина той е $M_1 = 2^{21}$, а за регулатора по посока $M_2 = 2^{24}$. Тези стойности са избрани съобразно диапазона на изменение на сигналите и стойностите на параметрите. Съхранението на числата и аритметичните операции с тях се извършват в рамките на 32 бита.

4.2 Подсистема за комуникация в LAN

Тъй като използваният хардуер позволява дуплексна връзка, са изградени два паралелно работещи модула за осигуряване на изпращането и получаването на пакети. Съгласно изискванията на спецификацията на MII интерфейса към

физическия слой (Ethernet PHY) [5] са изградени крайни автомати, реализиращи времедиаграмите. Физичният слой осигурява тактов сигнал с честота 2.5 MHz. Размерът на шината за данни е 4. Така се осигурява скорост на обмен от 10 MBit/s. Данните, които се съдържат в пакетите, трябва да имат определена структура, съобразена с протоколите от различни нива на модела за комуникация, с който работи персоналния компютър [6]. В разработената система използваният протокол от транспортния слой е UDP.

Подготовката на пакет за изпращане се извършва паралелно на процеса на изпращане. За тази цел е реализирано междинно звено Rom1. То се използва като стандартна памет и представлява абстрактен слой за връзка към друго множество от памети (постоянни и динамични). По конкретно, този блок съдържа: избранана постоянна памет, в която са записани стойностите на полетата от пакета, които остават неизменни; управляваща комбинационна логика, която в зависимост от искания номер на байт от пакета, връща неговата стойност.

Част от байтовете на пакета се взимат от постоянната памет, а останалите от външна, за модула, памет. При втория вариант, адресът на байта се модифицира и пренасочва към една от няколко поддържани памети, като резултата от прочитането се взима от избраната памет.

Стъпките по изпращане и получаване на пакетите се извършват от крайни автомати. Предвиден е механизъм за изтегляне и записване на данни в памет. Например, при четене крайният автомат генерира относителен адрес и команда за четене. Когато данните са готови, те са достъпни за крайния автомат чрез 8 битова шина.

Важно е да се отчете, че сигналите от PHY контролера идват асинхронно на основния тактов сигнал за крайния автомат. Това е нежелателно, като се има в предвид начина, по който се реализира крайният автомат в програмируемия прибор. Той се реализира като две подсистеми - комбинационна логическа схема, изчисляваща изходите и следващото състояние, и схема от D-тригери за запомняне на текущото състояние. Затова, ако в крайния автомат има условие за преход, зависещ от нивото на асинхронен спрямо основния такт сигнал, такъв преход може да стане асинхронно на основния такт. Тогава Stateflow диаграмата, описваща крайния автомат няма да е валидна. Поради това асинхронните сигнали трябва да бъдат синхронизирани чрез дискретизацията им с основния такт. За тази цел се използват блоковете за 1 такт чисто закъснение. Те се реализират като синхронни D-тригери и не допускат преминаване на асинхронни сигнали.

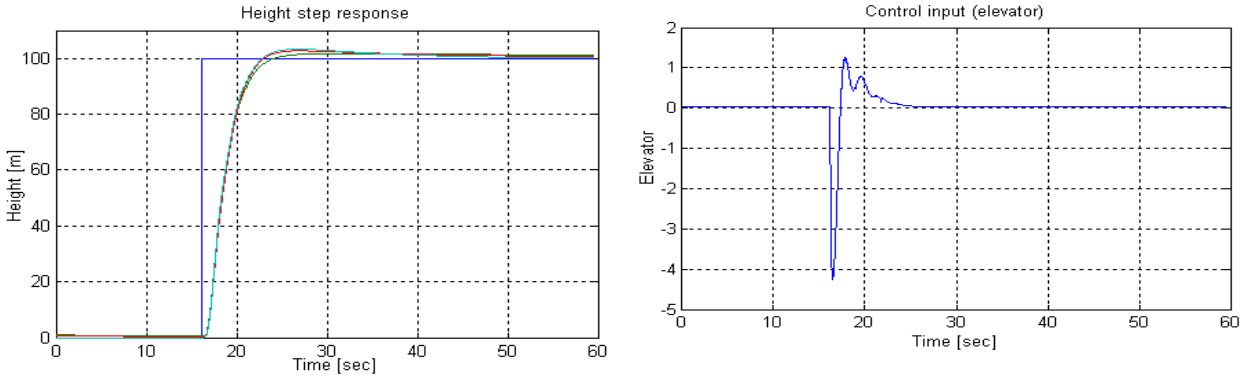
4.3 Подсистема за връзка с потребител

За промяна на параметрите на системата за управление се използва клавиатура и монитор, на който се изобразяват отделните стойности на параметрите. Протоколът за приемане на данни от клавиатурата, както и тяхното изписване на монитора, са реализирани чрез ръчно написан VHDL код. Параметрите се променят поотделно, но се предават към регулаторите едновременно, чрез Enter

клавиш. Този интерфейс позволява бързо и лесно тестване различни стойности за параметрите, без ново синтезиране.

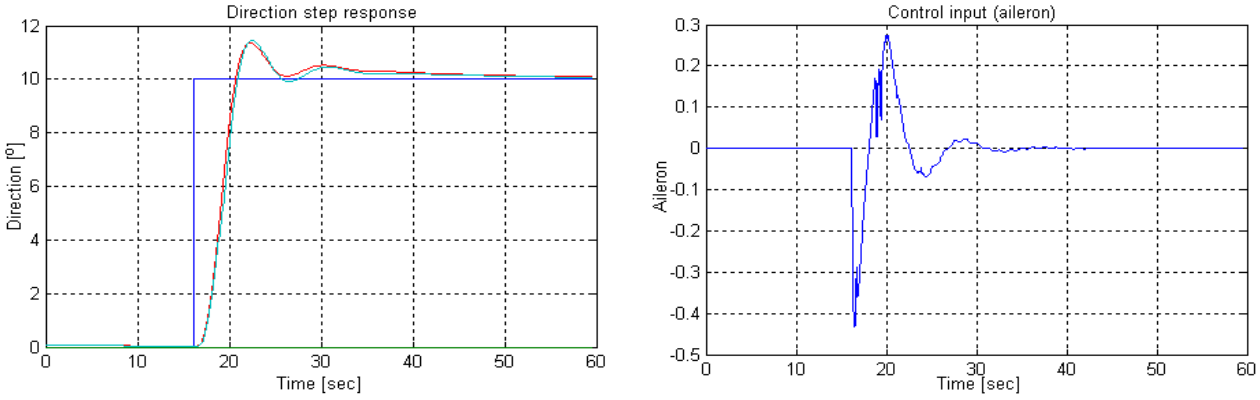
5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Проведени са експерименти, сравняващи поведението на затворената система при следните ситуации: Симулация на затворената система, при използване на непрекъснат регулатор. Изчисленията се извършват с числа с плаваща запетая с двойна точност; Симулация на затворената система, при използване на дискретен PID регулатор с краен автомат (т. 3), при използване на числа с фиксирана точка с дължина 32 бита; Експеримент по схемата Hardware in the loop на затворената система (фиг.2). Използва се реализацията на дискретен PID регулатор с краен автомат, която е вградена във FPGA платформата.



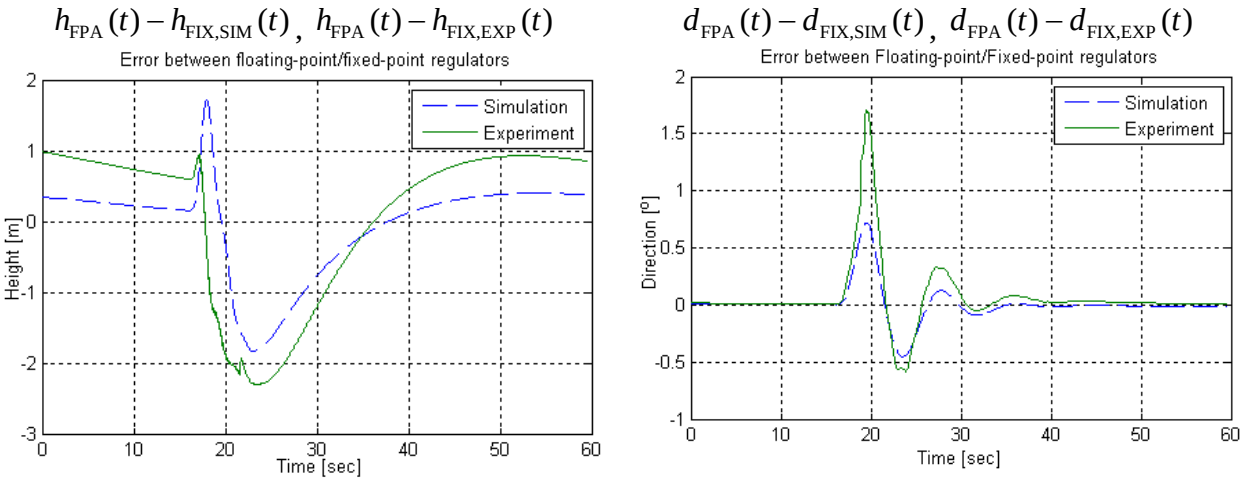
Фиг.10 Преходна функция и управляващо въздействие за канала по височина.

Получените преходни характеристики са типични за този вид обекти. В управл. въздействия се наблюдават две фази – движение на регулиращия орган в едната посока, последвано от движение в обратната. Тези движения съответстват на определени маневри за промяна на т. нар. параметри на полета.



Фиг.11 Преходна функция и управляващо въздействие за канала по посока.

Например, при движение на хоризонталното кормило надолу се предизвиква увеличаване на ъгъла на атака, и самолета започва да се изкачва (фиг.10). За да се прекрати този процес, хоризонталното кормило трябва да се завърти в обратна посока, докато ъгъла на атака стане 0.



Фиг.12. Разлика между реакциите на непрекъснатия (с плаваща запетая) и дискретния регулатор (с фиксирана точка) по двата канала.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е проектирано управление на движението на моделиран в Matlab/Simulink обект, по зададена траектория. Показано е как имплементирането на HDL кода в FPGA позволява реализация на управлението, като дистанционната връзка между обект и управление се осъществява чрез надстройка на UDP протокола. Така са използвани възможностите на FPGA за бърза и точна реализация, както и за многократна преконфигурация на структурата, в зависимост от потребителските изисквания. В тази посока ще бъдат ориентирани и бъдещите изследвания.

Изследванията и резултатите са получени при работа по проект 112пд055-8, финансиран от Технически Университет - София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Nonami K., at.al.(2010), ***Autonomous Flying Robots***, ISBN 978-4-431-53855-4, Springer

[2] Гарипов, Е. (2004), ***Проектиране на стандартни аналогови ПИД регулатори в MATLAB и SIMULINK***. Автоматика и информатика, 1.

[3] Filipova Kr., Dimov Tz., Filipov F., **Djamijkova D.,(2011),** Showing the Capabilities of VHDL Description and Simulink® HDL Coder for Control System, 9th Conference on Challenges in Higher Education and Research in the 21st Century, Sozopol, BG, June 5 - 8

[4] Roth, Charles H. (2007), ***Digital systems design using VHDL***, CL-Engineering, ISBN 978-0534384623

[5] IEEE 802.3 section 22.2

[6] http://msdn.microsoft.com/en-us/library/ms818998.aspx

Автори: Йордан Кралев, студент - магистър, ФА, ТУ-София; Филип Ф. Филипов, студент - магистър, ФКСУ, ТУ-София; Красимира Филипова, доц. д-р - катедра “Системи и управление”, *email: krfil@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

РАЗМИТ МОДЕЛ ПРИ ДИАГНОСТИКА НА НЕИЗПРАВНОСТИ С УРАВНЕНИЯ НА ПОДОБИЕ - ПРИЛОЖЕНИЕ ЗА СЕРВОСИСТЕМА

Александър Ищев, Гергана Йорданова

Резюме: *В тази статия се разглежда приложението на размит модел на обекта при един от подходите за моделно базирана диагностика на неизправности: чрез използване на уравнения на подобие. Задачата е представена, както в общ вид, така и за конкретна сервосистема. Поради наличието на значителни нелинейности в обекта е необходимо да се състави нелинеен модел. Той се получава на базата на предварително събрани входно-изходни данни при изправна работа на обекта. Получените първични остатъци са подобрени за целите на диагностиката на неизправности. Проведени са реални експерименти с лабораторен стенд. Получените експериментални резултати са анализирани.*

Ключови думи: *диагностика на неизправности, размит Такаги-Сугено модел, уравнения на подобие, структурирани остатъци, сервосистема.*

FUZZY MODEL FOR FAULT DIAGNOSIS BASED ON PARITY RELATIONS - APPLICATION FOR A SERVOSYSTEM

Alexandar Ichtev, Gergana Jordanova

Abstract: *In this paper an application of a fuzzy model of the plant for one of the model based approaches for fault diagnosis (with parity relations) is investigated. The problem is stated in its general formulation as well as implementation to a servo system. It is necessary to use nonlinear model of the plant due to substantial nonlinearities. The model is obtained on the base of pre-recorded input-output data for a fault free operation of the plant. The obtained residuals are improved for the fault diagnosis purposes. Experiments with laboratory setup are carried out. The obtained results are discussed.*

Keywords: *fault diagnosis, fuzzy Takagi-Sugeno model, parity relations, structured residuals, servo system*

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Възникването на неизправност в автоматичните системи може да доведе влошаване на качествените показатели на системата, да причини нежелани последствия за околната среда и дори да застраши живота на хората. От една страна се появяват все повече автоматични системи, а от друга се засилват изискванията за безопасност, сигурност и надеждност. Това превръща диагностиката на неизправности в необходимост при проектирането на такива системи [1], [2]. Чрез подходящо управление е възможно до голяма степен да се елиминира или компенсира негативният ефект от настъпилата неизправност [3]. Поради изложеното по-горе, тази статия е насочен именно към тематиката на диагностиката при неизправности. Изследваният обект е от класа на системите с най-широко приложение в съвременните автоматични системи за управление – сервосистемите [4]. Разглежданата система е лабораторен стенд, но в него са заложени всички нелинейности, които се срещат при реалните системи. Това обуславя използването и на нелинеен модел за описание на обекта. В тази статия се предлага за тази цел да бъде използван размит Такаги-Сугено модел.

2. РАЗМИТ МОДЕЛ ОТ ТИП ТАКАГИ-СУГЕНО

Размитите модели от тип Такаги-Сугено могат да бъдат използвани като описание на голям клас нелинейни системи [5], [6], включително и разглежданата в тази статия сервосистема. Описанието на нелинейната система се представя като претеглена сума на локални линейни модели. За определянето (тренирането) на параметрите на модела предварително се събира входно-изходна информация от обекта. За да се получи по-добър модел, е възможно да се зададе предварителна информация за модела. Задава се структурата и броят на правилата. Структурата се избира на базата на сложността на обекта и желаната сложност на описанието, а броят на правилата се определя от големината на нелинейността. При използването на подхода на черната кутия е възможно да се намери описание от по-нисък ред. За целите на диагностиката на неизправности е възможно да се наложи използването на набор от модели, описващи системата, както в различни изправни режими, така и при отделни неизправности.

За моделирането на динамиката на сервосистемата са избрани модели от втори ред. При създаването на модела се използват две предишни измервания на изходният сигнал, както текущото и предходните входни въздействия. Използвани са четири локални модела за пресъздаване на нелинейността на системата.

Разглежда се описание по един от изходите на системата. По този начин се прави описание на едномерна система. Прави се предположение, че моделите са от тип NARX [5], [6]. Тогава за сервосистемата се получава:

$$y(k) = R_i(\xi(k)), i = 1, 2, 3, 4 \qquad (1)$$

където вектора на регресорите е:

$$\xi(k) = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad u(k) \quad u(k-1)] \qquad (2)$$

R_i базирани на правила размити модели от тип Такаги-Сугено [5],[6]:

$$R_i : \textit{Ако } y(k-1) \textit{ е } A_{i1} \textit{ и } y(\kappa-2) \textit{ е } A_{i2} \textit{ и } y(\kappa) \textit{ е } A_{i3} \; u(k-1) \textit{ е } A_{i4}.$$
$$\textit{Тогава } y_i(k) = a_{i1}y(k-1) + a_{i2}y(k-2) + b_{i1}u(k) + b_{i2}u(k-1) + \Theta_i \qquad (3)$$

Изходът на модела се изчислява като претеглена сума от линейните следствени параметри на отделните правила (3).

$$y(k) = \Sigma_{i=1}^{4} \gamma_i(k) y_i(k) / \Sigma_{i=1}^{4} \gamma_i(k) \qquad (4)$$

3. ДИАГНОСТИКА НА НЕИЗПРАВНОСТИ

В тази статия се използва дефиницията за понятието неизправност от [7]: „Неизправност е всяко непозволено отклонение на поне едно характерно качество на системата от нейните допустими обикновени (стандартни) условия.”

Системите за диагностика на неизправности имат три основни задачи, като първите две се изпълняват задължително [8]:

- откриване на неизправността - оказва възникването на неизправност;
- изолиране на неизправността - локализира нейното местоположение;
- идентифициране на неизправността - определя се нейната големина.

При диагностиката на неизправности могат да бъдат използвани два подхода за формиране на така наречените остатъци:

- хардуерен (директен) - за формирането на остатъците се използват допълнителни сигнали, за които са необходими специални хардуерни канали или компоненти.

- аналитичен - за формиране на остатъците се използват аналитични зависимости между отделните сигнали.

Разглежданият метод за диагностика на неизправности в тази статия е на базата на аналитичен остатък и се състои от два етапа: предварително се получава размит Такаги-Сугено модел на обекта и в реално време се получават и обработват остатъците. Тук не се дискутира идентификацията на неизправността. Разискването е съсредоточено върху втората задача - диагностика на неизправности, като откриването се осъществява едновременно с определянето на местоположението на неизправността. При този метод остатъкът е разлика между измерена от обекта и аналитично изчислена стойности. Като първичен остатък в тази статия се използва разликата между измерваните променливи и изходът на размития модел. При изправна система остатъкът следва да има нулева стойност, но това не се наблюдава при реалните системи поради присъствието на смущения и шумове. Има разработени специални подходи, с които се цели постигането на нечувствителност на остатъците към шумовете и смущенията [1], [4]. В конкретния случай се използват уравнения на подобие. При тях е възможно да се открият грешки вследствие на шумове и смущения в системата.

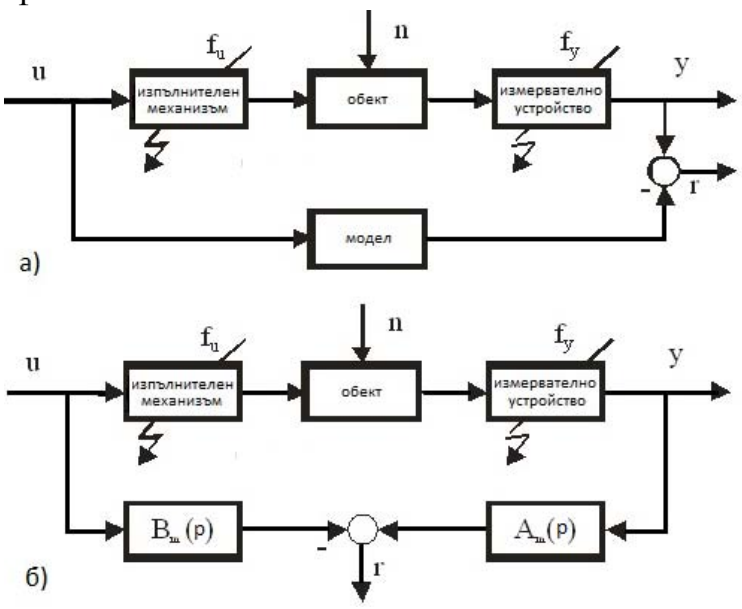
Най-често неизправност настъпва в изпълнителните и измервателните устройства. Именно такива неизправности се разглеждат в тази статия. Тяхното състояние би могло да се следи по време на профилактика на системата. С цел да се увеличи периода между отделните профилактични прегледи е възможно да се използва системата за диагностика. Тя позволява да се определи момента, ко-

гато е необходима интервенция. По този начин се спестява време, през което системата не работи и средства за осъществяване на отделните профилактики.

4. УРАВНЕНИЯ НА ПОДОБИЕ

Уравненията на подобие е подход за откриване на неизправности, базиран на сравнението между конкретен модел на системата и реалния обект (сравнението има ролята на проверка дали между тях има съответствие) [1], [8]. Разликата между модела на системата и реалния обект се дефинира като остатък. Остатъкът има стойност нула, когато системата е изправна, и различна от нула, при наличие на неизправност [4]. Независимо от вида на неизправностите - в измервателни устройства (на изхода) и/или изпълнителни механизми (на входа) се предполага, че те са адитивни, т.е. техният ефект се добавя към конкретното измерване/управление и не зависи от абсолютната му стойност. Входната и изходната неизправности се означават съответно с f_u и f_y, а шума - с n. Трябва да се отбележи, че при едномерните системи изходната величина е скалар, докато при многомерните изходните величини са вектори.

За реализацията на уравнения на подобие се използват две схеми, показани съответно на фиг.1.а и фиг.1.б.



Фигура 1. Блок-схеми за реализиране на уравнения на подобие

За целите на тази статия е реализирана случай а. При него е извършено сравнение между измеримия изход на обекта и изчисления изход на размития модел при еднакво входно въздействие. Ако моделът е точен и липсват шумове и смущения, остатъкът $r(p)$ ще клони към нула.

$$r(p) = y_O(p) - y_m(p) \qquad (5)$$

Означенията $y_O(p)$ и $y_m(p)$ са съответно изхода на обекта и изхода на модела.

От (5) може да се види, че броя на остатъците е еквивалентен на броя на изходите на системата. Броят на остатъците определя броя на неизправностите, ко-

ито могат да бъдат открити, т.е. броят на откриваемите неизправности при този подход е равен на броя на измеримите изходи на обекта.

На практика, обаче, в реалните системи винаги има наличие на шумове и смущения и затова обикновено остатъкът $r(p)$ има вида:

$$r(p) = \Delta G_m u(p) + G_o(p) f_u(p) + n(p) + f_y(p) \qquad (6)$$

където $G_o(p)$ и $G_m(p)$ са представянията съответно на обекта и модела.

При едномерна система има само един остатък. Той би имал стойност нула, само ако има идеално съвпадение на модела с обекта, няма шумове и смущение, нито наличие на 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 [9]:

$$r = \begin{cases} 0 & ако \quad |r_i(t)| \le r_n \\ 1 & ако \quad |r_i(t)| > r_n \end{cases} \qquad (7)$$

където r_n дефинира прага. $r = 1$ означава, че един от праговете е преминат [9].

Ситуацията се променя благоприятно, когато са налични повече измервания - при многомерни системи. В този случай някои от компонентите на вектора на остатъка се променят, а други - не. Както ще бъде показано по-долу, това ще помогне при изолирането на неизправностите.

Уравнението на подобие позволява локализиране на неизправността. За целта е необходимо остатъците, които се получават, да бъдат структурирани, т.е. да бъдат известни комбинациите между отделните остатъци и конкретните неизправности, които ги причиняват.

При проектирането на структурираните остатъци се залагат специални свойства на остатъците. Например, може да се направи така, че остатъците да са чувствителни към някои, но нечувствителни върху други неизправности. Други желани свойства може да са независимост на остатъците от шума и/или някои смущения в обекта. Тогава може да се създаде вектор или таблица, които да покажат взаимовръзка между отделните остатъци и съответна неизправност. Трябва да има поне един остатък, който да не е засегнат от дадена неизправност [10]. Ако грешка в един остатък не води до изолирането на друга неизправност, то структурираната матрица на взаимовръзките се нарича силно изолираща. Слабо изолираща матрица означава, че следствие на една грешка се изолира друга неизправност. В тази статия съответните взаимовръзки за остатъците са представен в Табл. 1. В нея за да се генерират остатъци с добри изолационни качества на изолационния вектор, е необходимо остатъкът да е независим от неизправността, която се опитва да изолира (взаимовръзката е реализирана за три остатъка, след като са приложени ограниченията от уравнение (7)) [9].

Таблица 1. Взаимовръзка между остатъците за откриване на неизправност

	без неизправност	f_{y1}	f_y	f_u
r_1	0	0	1	1
r_2	0	1	0	1
r_3	0	1	1	0

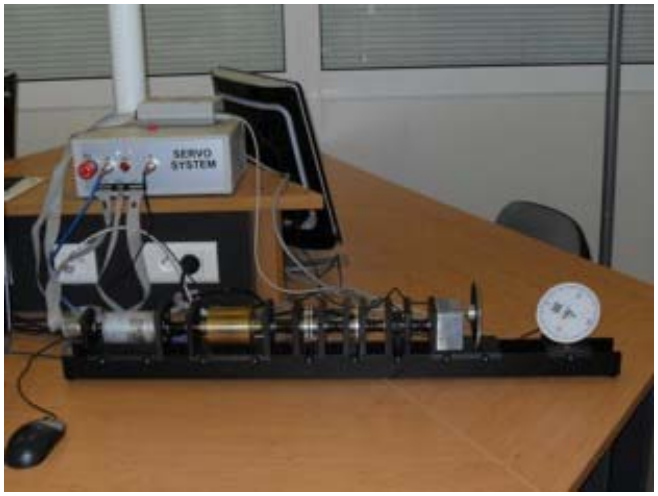
За да се получи изолационен вектор, уравнението на изходната грешка (8) се умножава с генериращата структурирани остатъци матрица W .

$$r^*(p) = W[y_O(p) - W_m(p)u(p)] \quad (8)$$

Колоните на W трябва да се избират така, че да направят съответния ред от дясната страна на равенството независим от съответен вход или изход [9]. Това е представено в конкретния случай с обект с един вход и два изхода.

5. ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД „СЕРВОСИСТЕМА”

За целите на настоящата статия са проведените експерименти с лабораторен стенд „сервосистема”, произведен от Inteco®. Той е показан на фиг.2.



Фигура 2. Лабораторният стенд „сервосистема”

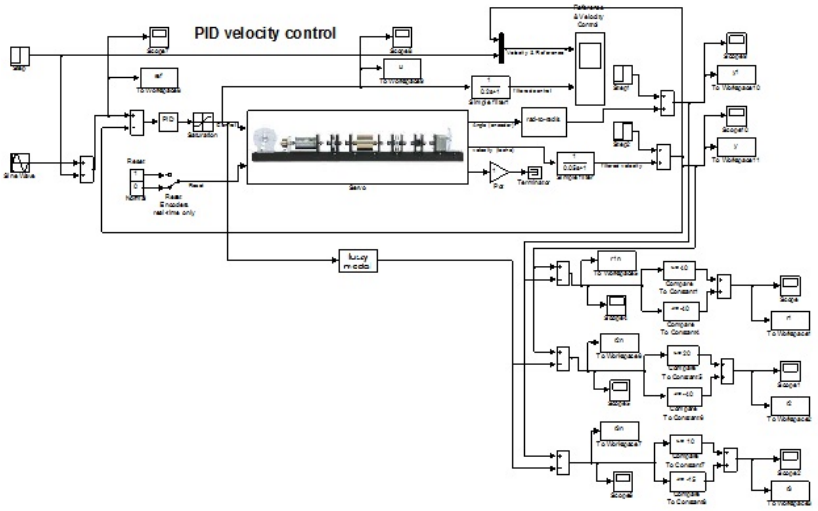
Принципът на действие на сервосистемата се състои в следното: управлението е подадено на постояннотоков двигател, който е свързан с тахогенератор. Двигателят задвижва инерционен модул, свързан със зона на нечувствителност, магнитна спирачка и предавателна кутия. Завъртането на вала на двигателят се измерва с инкрементален енкодер. Постоянно токовият двигател се управлява посредством широчинно-импулсен модулатор (ШИМ). При промяна на коефициента на ШИМ се променя ефективната стойност на подаваното напрежение според формулата $u(t) = \frac{v(t)}{v_{\max}}$. Максималното напрежение е $v_{\max} = 12V$, а допустимото управление е в диапазона $[-1 \quad 1]$ (знакът на ШИМ определя посоката на въртене). Изход на системата е скоростта на задвижваният вал. Тя се измерва

от тахогенератора, но може да бъде реконструирана и от измерванията на енкодера.

За диагностиката на неизправностите е важно е да се подчертае, че двете измервателни устройства работят на базата на различни физични принципи и не могат да бъдат едновременно повлияни от околната среда. Енкодерът е цифров датчик, използващ светлина, докато тахогенераторът е аналогов датчик, базиран на явлението електромагнетизъм [11].

6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Експериментите са проведени посредством използване на предварително изградена блок-схема в средата на MATLAB/Simulink® с Real Time Workshop®. Блок-схемата на системата е представена на фиг.3.



Фигура 3. Блок-схема на Simulink

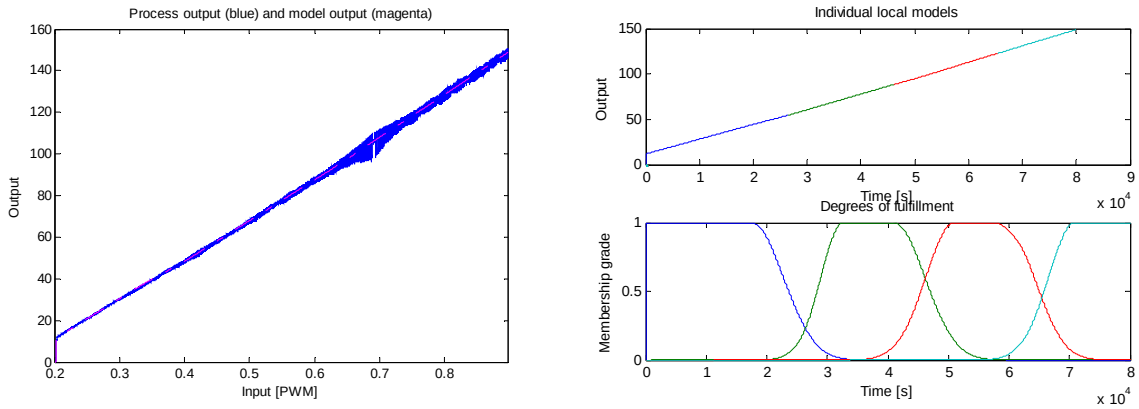
Времето за протичане на експеримента е 80 [s]. Заданието е под формата на стъпаловиден сигнал със стойност 35 [rad/s], комбиниран със синусоидален сигнал с амплитуда 15 и честота 0.01 [rad/s]. Целта е да се демонстрира работа на системата в различни работни точки. Неизправността е моделирана като стъпаловиден сигнал със стойност 8 [rad/s]. В първите 55 [s] в системата няма неизправност. Двигателят се развърта и работи в номиналния си режим. В 55 [s] се появява адитивна неизправност в измервателно устройство (на изхода на системата).

Размитият модел на обекта представлява нелинеен NARX модел. Той е направен за работа в целият диапазон на управление на сервосистемата (управления под 0.2 (2.4 V) не се отработват от двигателят). Той се моделира чрез специалния Fuzzy Modeling and Identification Toolbox®. Верификацията между размития модел и обекта (Фиг. 4) показва съответствие 99.91% :

$$VAF = 99.9102$$

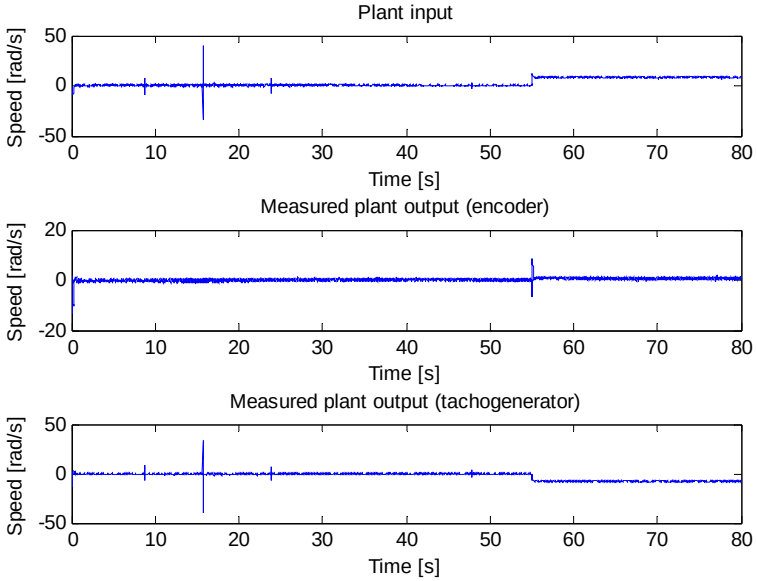
За да се получат структурираните остатъци при диагностика чрез метода на подобие, са необходими предварителни изчисления. За провеждането на експери-

мента са реализирани три остатъка: първият остатък представлява разликата между двата изхода, вторият – между първия изход на обекта и изхода на размития модел и третият – между втория изход на обекта и изхода на размития модел. Взаимовръзките между отделните остатъци бяха показани в Табл. 1. По този начин се моделират структурираните остатъци. Тъй като в системата има наличие на относително голям шум, което създава наличието на големи пикове в сигналите, те са филтрирани и след това са зададени и прагови стойности, като след прилагането на тези прагови стойности са получени окончателните т.н. бинарни остатъци.



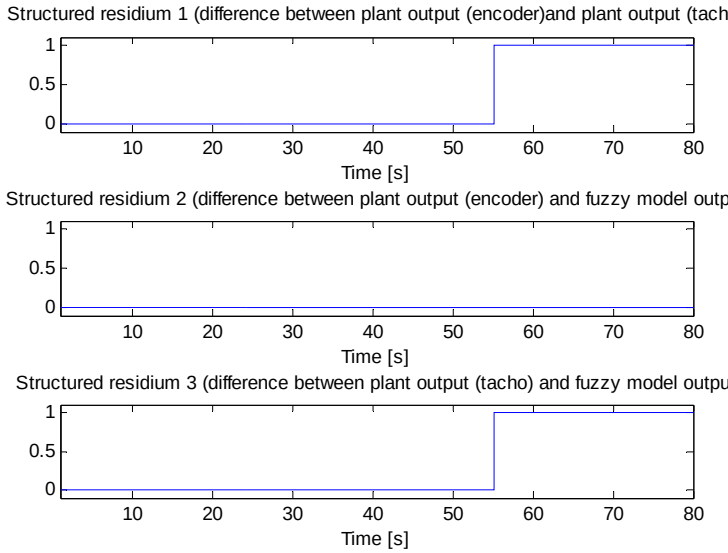
Фигура 4. Верифициране на размития модел и обекта

На фиг.5 са представени входният сигнал на обекта; изходният сигнал на обекта от енкодера и измереният изходен сигнал на обекта от тахогенератора.



Фигура 5. Вход и изходи на обекта

Получените бинарни остатъци от проведения експеримент са представени на фиг.6.



Фигура 6. Бинарни остатъци

Може да се види, че в момента на настъпването на неизправност се активират първият и третият остатъци. След това от Табл.1 посредством взаимовръзката остатъци-неизправност се вижда, че това е неизправност във втория датчик (на втория изход). Това показва, че системата за диагностика коректно открива и изолира неизправността. По този начин неизправностите в измервателни устройства могат да бъдат успешно открити и изолирани.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В тази статия са съчетани два подхода за моделиране на нелинейни системи и за моделно базирана диагностика на неизправности- чрез уравнение на подобие. Формирани са остатъци, т.е. разликата между измерената стойност на изходния сигнал и изчислената на базата на размит модел. Синтезирани са и структурни остатъци, които позволяват конкретното откриване и изолиране на неизправности. Задачата е представена както в общ вид, така и за конкретна сервосистема. Проведена е реален експеримент със сервосистемата. Получените от експерименте резултати са анализирани.

БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект 122ПД0082-08, финансиран от НИС на ТУ-София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Isermann R., ***Fault-Diagnosis Systems An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance***, Springer, Germany, 2006

[2] Patton R., ***Fault-tolerant control: the 1997 situation***, In Prepr. IFAC SAFEPROCESS, volume 2, 1997, pp. 591-596

[3] Ищев А., ***Многомоделно управление с откриване и компенсиране на неизправности***, Автоматика и Информатика, 2010, бр.3 стр. 40-44
[4] Gertler J., ***Fault Detection and Diagnosis in engineering systems***, Marcel Dekker, Inc., USA, 1998
[5] T. Takagi, M. Sugeno. ***Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control IEEE Transactions on Systems***, Man and Cybernetics, Vol.~15, 1985, pp.116-132.
[6] Babuska R., ***Fuzzy Modeling for Control***, Kluwer Academic Publishers, 1998.
[7] Isermann R., ***Balle P Trends in the application of model-based fault detection and diagnostics in technical processes. Control Engineering Practice***, 5 (5), 1997, pp. 638-652
[8] Patton R., Frank P.M. and Clark Eds R.N., ***Issues of diagnosis for Dynamic systems - Diagnosis Systems***, Springer, London, UK, 2000
[9] Ichtev A., ***Parity equations for fault diagnostic of a servo system.*** XVIII национален научен симпозиум с международно участие "Метрология и метрологично осигуряване 2009" Созопол, pp. 498 – 504.
[10] Kanev, S. and Verhaegen M. (2000), ***Controller reconfiguration for non-linear system, Control Engineering Practice***, vol. 8 (11), pp. 1223-1235, November.
[11] Inteco®, ***Modular Servo System, User Manual***

Автори: Александър Ищев – доц. д-р от Технически университет – София, Факултет Автоматика, катедра „Системи и управление”, *email: ichtev@tu-sofia.bg;* Гергана Йорданова, докторант от Технически университет – София, Факултет Автоматика, катедра „Системи и управление”

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

РАЗРАБОТКА НА АДАПТИРАЩИ СЕ ВГРАДЕНИ СИСТЕМИ

Александър Димов, Иван Евгениев

***Резюме**: Системният подход при разработка на софтуер е област, в която има множество нерешени проблеми. Един от главните проблеми е повторната употреба на вече създаден софтуер. Въпросът за повторното използване на вече създаден, настроен и верифициран код е широк и създава нов кръг от въпроси и проблеми. Обект на статията е един подход за повторно използване на вече готов софтуер под формата на компоненти с известна функционалност. Този подход позволява да извършване на функционална декомпозиция при създаване на софтуерни архитектури и така позволява използване на подходите на софтуерното инженерство при изграждането на системи за автоматизирано конфигуриране и on-line реконфигуриране на вградени системи.*

***Ключови думи:** компонентен подход, адаптивни софтуерни архитектури, софтуерно инженерство, динамични софтуерни архитектури.*

TOWARDS DEVELOPMENT OF ADDAPTIVE EMBEDDED SOFTWARE SYSTEMS

Aleksandar Dimov, Ivan Evgeniev

***Abstract**: System-level approach towards software development is a developing domain with a lot of problems to be solved. A key research area is the problem of software reuse, which includes a wide range of paradigms for repetitive usage of already proven and successful solutions to specific problems. In this paper we focus the attention on the executable pre-existing functionality in the form of components, which are constituent parts of the module decomposition view of software architecture. First we list the possible parallels between system automation and software engineering and then present architecture for adaptive component interconnection framework.*

***Keywords:** adaptive software systems, software engineering, software architecture, dynamic software architectures, component approach.*

1. INTRODUCTION

In recent years we witness the introduction of computing systems in many various areas of the society and contemporary life. Along with that, the size and complexity of these systems and the number of respective developers and users increases a lot. In this context it becomes very important to focus the research efforts, not only on hard-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ware, but on the software systems. Such systems, in which software interacts with other software, systems, devices, sensors and with people are called software-intensive systems [12]. They may encompass lot of classes of large-scale and heterogeneous systems, embedded systems for automotive, avionics or process control applications, telecommunications, wireless ad hoc systems, business applications with an emphasis on web services, and etc.

In general research in the area is focused on application of appropriate engineering approaches that would facilitate development of software-intensive systems. Such engineering approaches should be designed in order to ensure that large projects for software development would be finalized on time, without financial loss and that the software would have predictable quality.

One of the key factors in applying engineering approach should be to introduce reuse. Currently there exist a lot of approaches towards software reuse [12]. In research-presented in this paper, we will focus on system-level approaches, which study software architecture as a main foundation for successful completion of software development projects. The goal is to motivate the need and show possible applications of control theory principles to software development.

The rest of the paper is organized as follows: Section 2 presents more details about the notion of software architecture; Section 3 describes the main research correlation between the fields of automation and control and software architecture; Section 4 presents an adaptive framework for software components integration and finally Section 5 concludes the paper.

2. SOFTWARE ARCHITECTURE

As mentioned in the introduction, software architecture is major concept to think about when aiming software reuse. There exist a lot of definitions of software architecture and throughout this paper we will adopt the following [1]: *The software architecture of a program or computing system is the structure or structures of the system, which comprise software elements, the externally visible properties of those elements, and the relationships among them*. Main consequence of this definition is that a single document, describing software architecture would not be enough to fully model all aspects of a complex computing system. Similarly to systems in the hardware domain, various structures represent different viewpoint towards the system that serve different purposes and are used for different members of the team that is developing the system.

A popular model to simplify specification of software architecture is proposed by Kruchten and includes “4+1” views for specification of the main software system structures, as shown on Fig. 1 [8]:

- A logical view, which shows the key abstractions in the system as modules, which for example, may be represented by objects or object classes.
- A development view, which shows how the software is decomposed for development and may be used by project managers. This structure represents the actual decomposition of systems into smaller subsystems or components.

- A process view, which shows how, at run-time, the system is composed of interacting components that implement specific processes. These components may correspond to one or more of the entities in the development view.
- A physical view, which shows the system hardware and how software components are distributed across the processors in the system.
- Related using use cases or scenarios for system usage (+1).

As seen from above, the so-called development view regard the system to be composed of number of constituent components, which when interconnected should fulfill system requirements. Usually, such components are regarded as monolithic black-box entities, with their internal structure and processes hidden from the outer world. In some cases such modules may exist prior to development of the system, which encompass three different cases:

- Integration within the system of the so-called *Commercial-Off-The-Shelf* (COTS) components [9]. These represent developed by third party software entities which in many cases represent complete executable systems themselves.
- Open-source components – from practical point of view these components represent the same entities as COTS components. However their developers have release them for free, non-commercial use, with their source code, available online.
- Components, developed by the same organization, which have been used for previous successful projects.

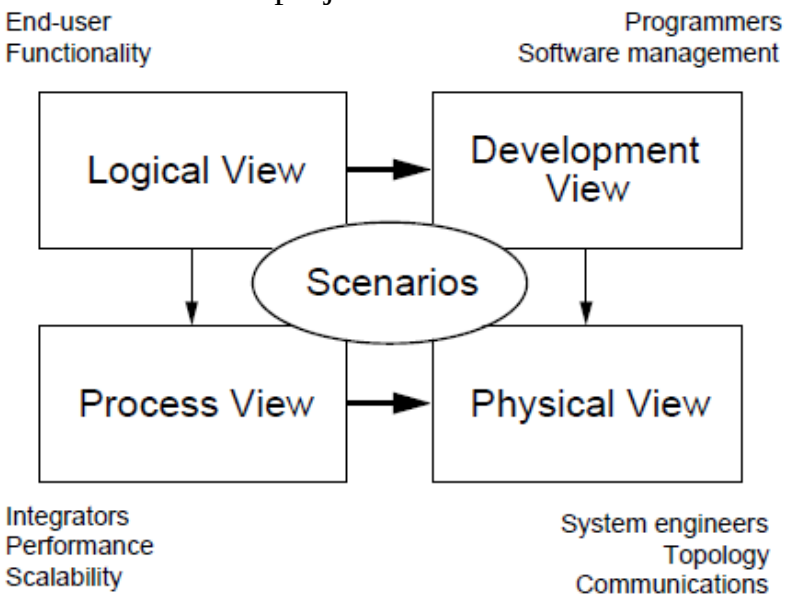
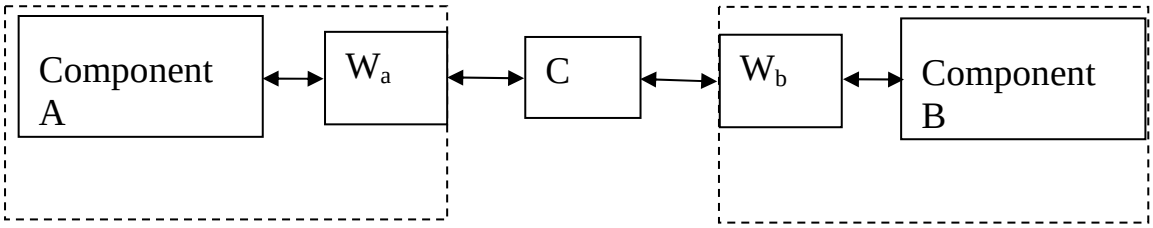


Fig.1: The4+1 view of software architecture

Practical experience have shown that in all three of the above cases it is very common that software components are used for a purpose that has never been predicted by their developers.

Usually, when looking at decomposition of the system into lower level components, this means that the focus is on the so-called architecture of the system.

Although promising, the approach of building software systems with components is a tedious task. Reuse of preexisting software code hides some problems [2] and many research efforts in the area aim to overcome them. The most significant problems concern the complexity of system integration and maintenance. There has been reached a consensus that software architecture is a key concept for simplification of the design, implementation and maintenance of complex software systems. To address problems with integration of components clear distinction should be established between the communicational and computational artifacts within programs [3], [4]. Computational aspects of systems are introduced by components, while their interconnections are maintained by *connectors*. Moreover connectors should receive first class status in architecture, which makes them equal to components. Main reason for this is to decrease complexity of specification and to increase the level of reusability of connectors. It should be noted that a good practice, when integrating pre-existing software components is to include the so-called wrappers [11], which are introduced in order to prevent any possible changes to spread through the whole system, if the component should be replaced or updated (Fig. 2). Wrapper should serve as intercepting entities that take any input and output of the component and process it in order to fit to the rest of the system and at the same time not to lose significant data. Very often wrappers and connectors are combined into a single entity, however this is not regarded to be a good practice, as it impedes reuse of connectors.



W_a – wrapper for component A
W_b – wrapper for component B
C – Connector

Fig.2 Schema for component interconnection

3. MAIN PRINCIPLES FOR ADAPTIVE SOFTWARE SYSTEMS

The benefit if software architecture design is strictly followed during development is that at run time we may have a well-structured system, decomposed into independent, self-contained components. This way, by application of appropriate methods the architecture of the system may become dynamic, and change in order to react to adjust to system environment. These methods may have very commonalities with control systems theory, as they include system identification, synthesis of appropriate changes, or rules for change and application of the change to the running system.

The vision of autonomic computing [5], presented by IBM describes some of the basic directions for future research in this area. Although this concept been introduced in 2001, it still an area for research, which contains a lot of unresolved questions. Autonomic computing means that a system should have any of the following characteristics:

- Self-Configuration: Automatic configuration of the system;
- Self-Healing: Automatic discovery (Self-Diagnosing), and correction of faults (Self-Repairing);
- Self-Optimization (Self-Adjusting or Self-Tuning): Automatic monitoring and control of resources to ensure the optimal functioning with respect to the defined requirements;
- Self-Protection: Proactive identification and protection from arbitrary attacks.

Autonomic systems will bring to the so-called self-adaptation, which is defined as the ability of a software system to modify its own behavior in response to change into the operating environment [6]. Self-adaptive software systems are a promising solution for software automation and reduction of complexity [7] as well as reduction of the human intervention for maintenance and support of software intensive systems.

Autonomic computing and dynamic software architectures represent a very promising solution for development of embedded software systems, which are regarded to implements the control algorithms in many contemporary control systems. Generally, embedded systems are defined as mixed hardware/software a systems dedicated for a specific application and are part of and reactive to a larger, physical system to which it is at least logically connected. A popular vision about is that an embedded system is nearly any computing system other than a desktop, laptop, or mainframe computer [12]. On the other hand there may exist also large, distributed embedded controllers which work together in order to accomplish some specific task, e.g. manufacturing, transporting or preserving some good. The embedded controllers might also work together with a number of general purpose desktop computers or workstations.

Embedded software systems possess some particular characteristics that distinguish them from other software systems. Among them are [10], [12]:

- Limited functionality – this means that the system offers a same set of features to the users. Usually no additional programs may be installed to execute together with the initial software on the embedded system.
- Tightly constrained – embedded systems have very high restrictions on available CPU performance, memory, power consumption and etc.
- Reactive and real-time – many embedded systems are designed to react to changes in system's environment and should produce output following some hard deadlines, i.e. – to work in real-time manner.
- Safety-critical – some embedded systems may be integrated into hardware, responsible for safety critical operations. Such systems have very high requirements for safety, availability, reliability and etc.
- In some embedded systems the product life cycle is very long – it can stretch to several decades (for spacecraft software).
- Hard-to-change – Embedded software systems are usually tightly connected with the underlying hardware platform and written in low-level programming language, which makes them very difficult to change.

- The development machine architecture is often different from the target machine. Moreover onsite testing and debugging is often impossible due to criticality of the target domain (for example nuclear or avionic systems).

All this means that embedded systems need very specific approach for development of their software and autonomic computing represent a very appealing concept to reason about in this direction. In next section we present the conceptual architecture of a framework that support dynamic component replacement in embedded software system.

4. FRAMEWORK FOR ADAPTIVE SOFTWARE SYSTEMS

The conceptual design of the framework is shown on Fig. 3. It is based on the concept of an *adaptive wrapper*, which should alter according to previously defined decomposition [11] to primitive wrapper roles. These roles represent the basic duties that software wrappers (as mentioned in section 2 in this paper) should provide in order to ensure that minimal changes are introduced in the updated system. Each module $W_i$on the figure represent a primitive wrapping functionality that should be composed with other wrappers, in order to integrate components within the system.

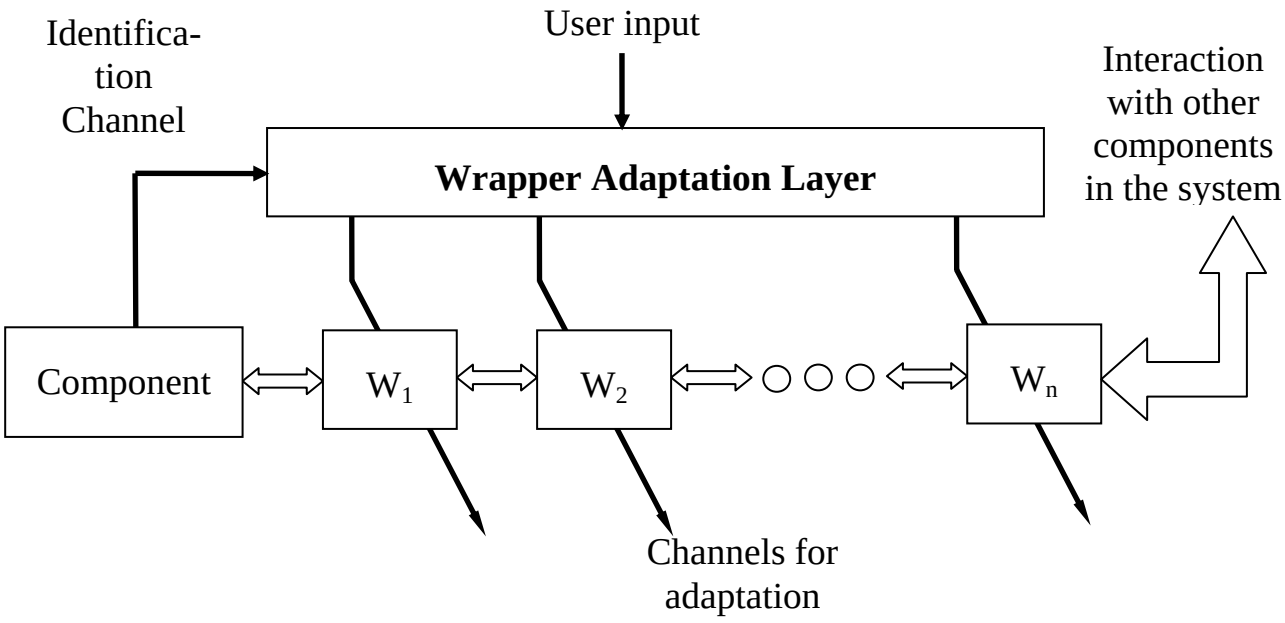


Fig.3: Design of the adaptive software systems framework

So far we have identified the following four primitive wrappers (however this list is subject to future extensions and refinement):

- Adaptor wrapper – ensures compatibility of data and control flow within the software system, in other words it deals with the so-called packaging mismatch.
- Protector wrappers – this primitive wrapper deals with system dependability, as experience have shown that even when single components are not faulty themselves, the resulting software system may appear unreliable. The protector wrapper deals with flaws, arising when composing different components.

- Security wrapper – it is known that not the components, but the architecture is the artifact that makes the whole application secure. Similarly to the case described above for protector wrappers, interactions between components may produce insecure system. Moreover, security features that components provide may appear to be insufficient for the particular needs. Therefore, system integrator should implement wrappers to increase the overall security of the system.
- When there is a necessity to observe and/or record the history of a component's operation, integrators usually implement monitor wrappers.

Having these primitive roles in hand, we can separate a complex wrapper into smaller, subparts, which are easy to be analyzed and managed. By our point of view, the adaptive wrapper should be constituted by number of primitive wrappers, and a Module for Wrapper Adaptation (MWA). This module should provide a mechanism for continuous component identification. The principle for adaptation and the properties of the initial state of the primitive wrappers should be defined by the user at the integration phase of the system development. After that WMA has the duty to find the best set of primitive wrappers, to compose them and to determine their parameters. The adaptive wrapper do not represent finished or hard-coded artifact, because the set of primitive wrappers and their properties will be modulated dynamically when the condition of the component changes. WMA should also provide some initial implementation of the wrapper, based on a high-level, platform-independent meta-language. However development of such a language is not our concern, since many languages that fulfill this requirement pretty well exists.

5. CONCLUSION

This paper has presented dynamic software architecture as a means to achieve effectiveness in embedded systems domain. A conceptual architecture of framework for embedded software applications is also presented. Implementation of our approach would bring to new abilities of building complex systems that are capable to serve in a wide range of multidisciplinary areas. For example, autonomic systems, in embedded software domain will help to create flexible solutions in automotive systems, medical and life support systems, as well as firmly established embedded software areas like control, space and military systems. Self-configurable and manageable systems would increase system dependability with respect to safety, availability and reliability and this way usability of systems in safety critical domains would also be increased. This is the main goal of our further research. Further, more rigorous and formal approach for describing the basic wrapper roles we have to be defined. This could appear to be a challenging task, because the description should allow the identification of the components. Another important issue, which should be addressed, is about the compositional characteristics of the wrappers, and especially the consequence of different roles composition. With the help of a formal language it should be possible to prove these statements explicitly. Composition rules may also provide assistance for the creation of a general layered model for component wrapping.

ACKNOWLEDGEMENT

The research presented in this paper was partially supported by the MU01-143 ADEESS projects, funded by the National Science Fund, part of the Ministry of Education and Science in Bulgaria.

REFERENCES

[1] Bass, L., P. Clemens and R. Kazman (2003). ***Software Architecture in Practice***, 2nd Edition, Addison Wesley.

[2] Garlan, D., Robert, A. and Ockerbloom, J (1995), ***Architectural Mismatch or why it's Hard to Build Systems out of Existing Parts***, 17th International Conference on Software Engineering, pages 179-185.

[3] Perry, D. and Wolf, A. (1992), ***Foundations for the Study of Software Architectures***, ACM SIGSOFT Software Engineering Notes, 17, pp. 40-52.

[4] Shaw, M. (1993), ***Procedure calls are the assembly language of system interconnection: Connectors deserve first-class status***, Proceedings of the Workshop on Studies of Software Design, LNCS, Springer-Verlag.

[5] Kephart, J., and D. Chess (2003), ***The vision of autonomic computing***, In IEEE journal Computer, vol. 36(1), pp. 41-50.

[6] Laddaga, R. (1997), ***Self-adaptive software***, Tech. Report, DARPA BAA-98-12.

[7] Brun, Y. (2010), ***Improving impact of self-adaptation and self-management research through evaluation methodology***, In Proc. of Software Engineering for Adaptive and Self-Managing Systems (SEAMS10), pp. 1-9.

[8] Kruchten, Ph. (1995), ***Architectural Blueprints — The "4+1" View Model of Software Architecture***, IEEE Software 12 (6), pp. 42-50.

[9] Dean, J. and M. Vigder, ***System Implementation using Commercial-Off-The-Shelf (COTS) Software***, 1997.

[10] Crnkovic, I. (2004), ***Component-based approach for embedded systems***, In Proceedings of 9th International Workshop on Component-Oriented Programming.

[11] Dimov, A. and S. Ilieva (2004), ***Towards the distinction and classification of software component wrappers and connectors***, In Proc. of 18th International Conference on Systems for Automation of Engineering and Research (SAER 2004), Varna, Bulgaria, pp. 142-147.

[12] Sommerville, I. (2010), ***Software Engineering***, Addison Wesley.

[13] Wirsing, M., J. Banatre, M. Hölzl, A. Rauschmayer (Eds.) (2008), ***Software-Intensive Systems and New Computing Paradigms, Challenges and Visions***, Lecture Notes in Computer Science, Vol. 5380.

[14] Vahid, F. and T. Givargis (2001), ***Embedded system design: a unified hardware/software approach***, Wiley.

Authors: AleksandarDimov, PhD, is an assistant professor at the Department of Software Engineering, Sofia University "St. Kliment Ohridski",
e-mail: *aldi@fmi.uni-sofia.bg*; Ivan Evgeniev, PhD, is an associate professor at the Systems and Control Department, Faculty of Automatics in Technical University of Sofia, e-mail: *iei@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

СИСТЕМИ ЗА РЕАЛНО ВРЕМЕ (ПРОБЛЕМИ НА ИНТЕРДИСЦИПЛИНАРНОТО ОБУЧЕНИЕ)

Иван Евгениев, Веселин Георгиев

***Резюме*:** *Разработката и програмирането на системи, работещи в реално време е модерно и търсено. В индустрията има много работни места и студентите се интересуват от тази област. След кратка работа започват проблемите и те започват да търсят нова работа или допълнителни курсове по специалността. В момента има силна липса на специалисти, работещи и разбиращи процеса на разработка на вградени системи, работещи в реално време. Тази статия разглежда някои проблеми, които са се откроили през последните години.*

***Ключови думи**: обучение по вградени системи, интердисциплинарност.*

REAL-TIME SYSTEMS (INTERDISCIPLINARY EDUCATION CHALLENGES)

Ivan Evgeniev, Vesselin Gueorguiev

***Abstract*:** *Programming real-time systems is modern and preferable, and there are work positions in many companies – so students and engineers are interested in it. After few months of work many of them start to look for other position or in the best case for post-graduate courses. Now we have web programmers and control engineers but there is lack of people working in the area of real-time systems and especially real-time embedded systems.*

***Keywords**: embedded systems education, interdisciplinary*

1. INTRODUCTION

We want to start with the statement that we won't offer any final solution here in this paper. We focus on some very problematic points in the now-a-day education programmes, industry and research requirements and starting level of the new engineers.

We started to focus on the problems in the real-time systems implementation in Bulgarian industry many years ago. After year 2000 we thought that our industry partners have not understanding well specifics of this area: what and how students should be educated if he/she has to meet industry needs after graduating. But after the discussion at several Academic Days and educational symposia we understood that this is not only a problem in Bulgaria but in the whole ICT world.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Talking about real-time systems we understand here mainly embedded systems, mobile systems and industrial control systems. Other real-time systems will not be discussed here.

- Interdisciplinary problems are envisaged many times and one good explanation of them for the area of embedded systems is stated by Edward Lee [1]:
  "Embedded software is harder to design. Embedded software often encapsulates domain expertise… and very small programs may contain highly sophisticated algorithms. Existing software design techniques aren't suitable…Embedded software is often designed by engineers who are classically trained in the specific domain but they have little background in the theory of computation, concurrency, object-oriented design, operating systems, and semantics."
- Integration of the computers in the current world is emerging. In all cases we have to think about computer-oriented education for all engineering sciences. Immediately after acceptance of this point of view Ian Sommerville's definition of "software engineering" and attributes of "good software" have to be envisaged [2]:
  "Software engineering is an engineering discipline that is concerned with all aspects of software production".

What Are The Attributes of Good Software? [2]

- The software should deliver the required functionality and performance to the user and should be maintainable, dependable and acceptable.
  - Maintainability - Software must evolve to meet changing needs
  - Dependability - Software must be trustworthy
  - Efficiency - Software should not make wasteful use of system resources
- Acceptability - Software must be accepted by the users for which it was designed. This means it must be understandable, usable and compatible with other systems.
- Heterogeneity - Developing techniques for building software that can cope with heterogeneous platforms and execution environments;
- Delivery - Developing techniques that lead to faster delivery of software;
- Trust - Developing techniques that demonstrate that software can be trusted by its users.

If one changes the word software with the word product we will receive almost the definition of a good product.

- And we agree with [3] that
  "Engineering is a practicing profession, a profession devoted to harnessing and modifying the three fundamental resources that humankind has available for the creation of all technology: energy, materials, and information. The overall goal of engineering education is to prepare students to practice engineering and, in particular, to deal with the forces and materials of nature."

Following these basics and our experience we agree with the society that the right solution is based on new approach for engineering education, because the industry needs [4]:

- Combined elements of engineering sciences
- Broad systems view
- Business knowledge
- New behavioural skills
- Increased mobility between academia and industry
- New understanding of environmental changes.

How can be explained current situation from our point of view:

- Problems with “pure” sciences
- Problems with current technologies’ implementation
- Validation/verification problems’ solutions
- Education in “pure” laboratory environments without real limitations.

2. PROBLEMS WITH “PURE” ENGINEERING SCIENCES

The main engineering directions – mechanical, electrical, microelectronics, software, control are studied today more or less self-explaining. Their boundaries are well formulated but these are remains from the previous decades when they were more or less isolated. This isolation is no more available. All they are highly computerized and cross dependable. [5]

Formal analysis and system design

One of the biggest problems in current educational schemes is the problem with integrated requirements analyzes. Mostly tutors and students are focusing on only one or two requirements. Unfortunately usually this is not the most important requirement. This is classical problem in the Software Engineering. Education should cover this situation more closely and students have to be guided to think global. For embedded software is said [6]:

“Embedded software is that which resides in devices that are not first-and-foremost computers… Embedded software engages the physical world, interacting directly with sensors and actuators.”

This is definition from late 1990s and today it is extended to the modern understanding that "An **embedded system** is a computer system designed for specific control functions within a larger system, often with real-time computing constraints" [7][8].

Many students don’t understand or quickly forget that the task of programs is to process input data to output data by appropriate algorithms. The key word is ‘appropriate’ and the Systems Engineering teaches how to understand this word for every system. There is a postulate: algorithms and data structures without understanding of constraints do nothing.

HW / SW Co-design

Today in the process of system development many companies are using only one strategy for upgrading system's functionality: their new components start from software implementation and after some time they are implemented on hardware. This is the co-design approach today.

The HW/SW co-design puts some questions and challenges for every system architect

1. Challenges:
   - Multiple and multicore processors (CPU and GPU) having different architectures – from Von Neumann to SIMD GPUs
   - Large memory content
   - Reconfigurable operation
   - Heterogeneous subsystems
2. Questions:
   - What is the architecture of the solution?
   - Partition between logic (HW) and cores (SW)?
   - Creation and reuse of cores and logic blocks?
   - Quick but safe software development for the architecture?
   - Quick specification and implementation of application SW to run on the new architecture?
   - Formal specification re-targetable to multiple architectures?

This understanding for developing process is very healthy for embedded and mobile systems: they involve both significant hardware and software design. The problem is that less students from non-hardware profiles are able to understand how the modern HW works in details, to control it directly and to have common language with HW designers. One of the reasons for this situation is what kind of design tools students use in studying process – these are more and more abstract tools. All these stimulate students to think that always they will have limitless resources (power, memory, communications, 'sterile' hardware without problems and so on).

From 2007 was introduced new term: "Cyber Physical Systems" [9] in attempt to describe the new type of interdisciplinary systems covering from very abstract mathematical models and descriptions to physical connection, wires, actuators and sensors.

OS + Control + Communications

An integration of these basic elements of a real-time system is hard. If this is a system controlling some machine the situation becomes even more complicated.

An example from the last year: graduating students from control department were invited to join team designing control for small laboratory helicopter.

The tasks were: a) controller selection from a list of available 16- and 32-bit SBCs; b) to select wireless communication modules and protocol (with real-time constraints); c) to port one selected real-time OS to the platform and d) to implement control software. Finally additional students were joined to the students group – one from communication and one from computer departments. Only very strict guiding led the task to some successful results.

The general problem was how to join together knowledge about Computer Science, Control Theory and Communications, and Mechanics, and … What's first? The answer is: The major problem is how students study these basic engineering sciences. [11]

About Computer Science we can point to the next problems:

- Students learn mostly 'modern' OSes (MS Windows or Unix/Linux), but embedded and mobile devices mainly use another types of OS: a kind of real-time OS like µC-OS, Windows CE/Mobile, Embedded Linux or Android. How to design interrupt-driven programs on these OSes? How to implement device control programs for these environments?
- Mainly students are using only one OS (every university has its preferable OS). What happens if students have to implement portable programs for two OSes and do they understand how the OS influences program implementation or how the selected OS changes system design?
- Mostly students learn OS only as a general purpose OS but in the embedded systems world takes place real-time operation.

The problems with Control Theory are bigger because today only student from Control systems department studies deeply what is feedback control and so on (e.g. what is PID-algorithm or state observer, or …). How many students study how to design programs using the ADC/DAC and how do they influence computational tract?

The "real-time communication" will be simply omitted in this discussion because in general it is usually known by people working in appropriate companies.

3. PROBLEMS WITH CURRENT TECHNOLOGIES' IMPLEMENTATION

More powerful computers

Today universities, departments, labs use modern and more powerful computers as an advertising trick to become more attractive for the new students. This is clear because currently new students want to use modern hardware (they think that this is a demonstration of scientific level and prestige). But in teaching process more powerful computers are stimuli for fast developed but inefficient solutions.

Key note: if this system cannot conform requirements of that software don't try to make the software better – just buy more powerful computer.

In the world this is a big problem and many computers' guru alarm for this. One of them, Andrew Tanenbaum, says in his book [11] "Modern Operating Systems": "…, *since people knew how to write small efficient programs in those days, a skill that has subsequently been lost."*

How frequently students say: "Oooh, it works at home but stops here. This computer is too old. Problems are in this computer not in my program."

Object-Oriented languages and/or Components

Today Object-Oriented (OO) languages are convenient, 'simple' and 'modern' way to make programs. They are suitable for high-level systems/services and many lecturers

use this as reason to choose them as first language. But in the last 10 years one of the biggest debates in ICT community was how students should study 'programming'. Many lecturers say that for them the key question is "*Does OO design need object-based language?*" and the default answer is "*YES, it does !*".

But what happens if you have not OO language support? When reading assembly language codes can we understand what type of language is the source: object-based or/and procedural? If not why the debate continues? (One 'good' question from this debate: "Is .NET's IL an object language or not?". 'GOOD' answer: "Of course NOT – it is assembly language." But, is it really?!?)

This is classical situation when technology is substituted by the instrument. Of course, the instrument is very important for correct decisions and applications of technology's benefits, but technology is first.

When we develop embedded systems the major problem is the integration of the whole system. In this process the axioms of OO programming do not work and it is very bad that novel courses very rare discuss OO approach without object-based language.

In 1994 in his fundamental paper Jon Udell [12] says:

> *"Object orientation has failed but component software is succeeding"*.
>
> Several years later Szyperski repeated [13]:
>
> *"Component-based development emerged from the failure of object-oriented development to support effective reuse. Single object classes are too detailed and specific."*

but many engineers continue to understand 'component' as 'object' (like C++ or Java objects). We think that it is not acceptable that there are not courses oriented to component-based systems design and implementation.

Modern engineering needs **component approach:** We think that students should be studied to use component approach and introduced in the philosophy of "multilevel system packaging".

Integrated Development Environments

The design tools with integrated development environments are lovely for students and preferable for many lecturers. They are:

- Helpful
- Saving a lot of time for ordinary tasks
- Incorporating many tools together
- etc.

but finally they are more damaging than helpful in teaching process.

Where are the problems:

1. When students use integrated development environments they don't understand the process steps from source code to running application (they only know what button to click to start the process). They don't understand all activities behind button's pressing and if they have all needed tools without integration, they are helpless.

2. The integrated development environments have wizards and developing process for many applications (screens, dialogs and so on) is very simple. But if they haven't appropriate wizards? They don't know what to do.
   'Old' stiles of low-level work are now out of the courses but how many people are able to write a program in Petzold's style for Microsoft Windows?
3. Good environments include extensive libraries and students start to implement big applications very soon. But what is the price for using these libraries and what are their restrictions? The example of their incomprehension is how and when students use dynamic arrays: what about memory fragmentation and memory lack; what about performance?

   After all we think that integrated development environments are not:

- Didactic
- Clear
- Easy for mixed operations (inside + outside)

for obtaining as much as possible basic knowledge.

4. VALIDATION/VERIFICATION PROBLEMS' SOLUTIONS

Validation, Verification and Testing for critical systems

Today universities have a big difference how students study process of system testing in hardware and software departments.

In many courses hardware departments teach students to use formal methods. After 6-7 courses, where students study how to test different hardware, they acquire habits and this is very good. What about software departments? Unfortunately the testing isn't well specified fundamental course. How many lecturers demand from students to defend chosen methods for projects' testing?

Ian Sommerville defines the testing as:

> "*System testing involves executing the system with test cases that are derived from the specification of the real data to be processed by the system",*

and then he describes testing stages and phases ([2], chapter 4).

Functionality validation and implementation verification are very important part of all design process. An example from the last year diploma works is a complicated test suit for mechanical and lubricant tests, exploiting highly precise temperature control system. Only after implementation in metal and full control HW design and implementation was found that cooling subsystem is unusable and temperature control is impossible. This follows from the lack of formal functionality validation and formal proving of all closed loop functionality.

About verification static and dynamic (mainly for software) analysis is simply of scope for university courses.

Unfortunately the typical approach of testing machines is not applicable for real-time (distributed) systems.

5. CONCLUSION

Education in Real-Time Systems found many new problems in current university courses and now-a-day educational methodologies. The severe gap has developed as a result of:

- Exponential growth of ICT
- Organisational structure and working methods
- Globalisation and labour mobility
- Inability of education system to meet demand in sufficient quantity
- Relatively low and falling interest in ICT related and technical studies.

All of these need new approaches in education and teaching practices.

We want to finish with a very exact sentence what the Red Queen says to Alice in **Through the Looking Glass**: *"Now, here, you see, it takes all the running you can do to keep in the same place. If you want to get somewhere else, you must run at least twice as fast as that!"*

REFERENCES

[1] Lee E. A.(2000), *'What's Ahead for Embedded Software?*' IEEE Computer, 2000 - 9, pp. 18-26

[2] Sommerville I. (2007), *'Software Engineering'*, 8th Edition, ISBN 13: 978-0-321-31379-9, ISBN 10: 0-321-31379-8

[3] Feisel L.D., Rosa A.J. (2005), *'The Role of the Laboratory in Undergraduate Engineering Education'*, Journal of Engineering Education, January 2005, pp. 121-130

[4] Ivanov I.E., Gueorguiev V., Georgieva D. (2006), 'Programming for Embedded Devices: Algorithms + Data Structures ≠ program', 2nd Annual International Workshop "Computer Science and Education in Computer Science" 2006, Borovec

[5] Lee E. A. (2003), 'Are "Embedded Systems" Just Systems Made with Small Computers?', Artist International Collaboration Days, Education Day, In conjunction with EMSOFT, Philadelphia, PA, http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/presentations/03/emsoftEducationDay10-11-03.pdf

[6] http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/papers/99/HMAD/html/title.html , page 4

[7] Barr M. (2007) '*Embedded Systems Glossary*'. Neutrino Technical Library. http://www.netrino.com/Embedded-Systems/Glossary. Retrieved 2007-04-21

[8] Heath St. (2003). '*Embedded systems design'*. EDN series for design engineers (2 ed.). Newnes. p. 2. ISBN 978-0-7506-5546-0

[9] Edward A. Lee (2008), '*Cyber Physical Systems: Design Challenges*', Technical Report No. UCB/EECS-2008-8, http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2008/EECS-2008-8.html

[10] Lee E. A. and A. Sangiovanni-Vincentelli (1998), *'A Framework for Comparing Models of Computation,*' IEEE Trans. CAD Integrated Circuits and Systems, Dec. 1998, pp. 1217-1229

[11] Tannenbaum A. (2001),*'Modern operating systems'*, second edition, Prentice-Hall Inc., 2001

[12] Udell, J. (1995), '*Componentware*', Byte, 19(5), March, pp. 46-56

[13] Szyperski C. (1998) '*Component Software: Beyond Object-Oriented Software*'. Reading, MA: ACM/Addison-Wesley

Authors: Ivan Evgeniev, assoc. prof. d-r Dept. "Systems and Control", Faculty of Automatics, Technical University – Sofia, e-mail: iei@tu-sofia.bg; Vesselin Gueorguiev, assist. prof. d-r Dept. "Programming and Computer Technologies", Faculty Computer Systems and Control, technical University - Sofia, veg@tu-sofia.bg

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн Петко Петков

МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛИРАНЕ НА ПЪРВА ЛИНИЯ ПОДДЪРЖАЩА СИСТЕМА В БАНКА

Андрей Йончев

Резюме: *В този доклад се разглеждат процесите на масово обслужване, моделиране, валидиране и симулиране като се използва софтуерния пакет Arena. Първо се извършва преглед на специализираните Поасонови модели и съответстващите им показатели на качеството. След това се дискутира приложението на програмната среда Arena при моделиране на процесите за масово обслужване. Основната цел на този доклад е да се създаде модел на първа линия поддържаща система, използвана в отдел по информационни технологии в банка и също така да се симулира нейното функциониране. Разглежда се приложението на софтуерния пакет Arena за създаване на виртуален модел на поддържащата система.*
Ключови думи: *модели на масово обслужване, моделиране, симулиране, анализ*

MODELLING AND SIMULATION OF THE FIRST LINE SUPPORT SYSTEM OF A BANK

Andrey Yonchev

Abstract: *This paper considers the queuing processes modeling and validation simulated with the software package Arena. In the beginning an overview of the specialized Poisson queuing models and the corresponding steady-state measures of performance is done. The applications of the program environment Arena in queuing process modeling and simulation is discussed. The main goal of this paper is to create a model of a first line support system used in the IT department of a bank and then to simulate its functioning. The application of the software package Arena to create a virtual model of the support system is considered.*
Keywords: *queuing models, modeling, simulation, analysis*

1. INTRODUCTION

The queuing models depict a wide number of processes and situations which often occur in people's everyday life. Queuing analysis considers the stochastic nature of the arrivals and departures in the queuing systems [1] and [2].
Customers wait to drink in cafes, other "queue up" at the check-out counters in supermarkets, and some "line up" for service in bank offices. And the process of waiting is not an experience limited to human beings only: jobs wait to be processed on a ma-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

chine, trucks wait to be loaded or unloaded, and cars stop at traffic lights. Each of the mentioned examples can be described with a state, in which objects get into – this is "waiting".

The queuing models describe the stochastic nature of occurrence of events and service time. Performance analysis of the queuing systems can be performed using probability characteristics – average number of entities in the system and in the queue and average waiting time of entities in system and in queue. The estimation of these characteristics helps us in making a decision on changing the structure of the queuing system towards reducing the waiting time of the entities in the system. An analytical approach to compute the performance probability characteristics of the queuing systems in steady-state mode exists for particular types of queuing systems, which are described using Poisson flows.

The paper is aimed at modeling and simulation of a Help Desk assistant and a Help Desk specialist queuing systems in financial institutions. Then we consider validation of the obtained theoretical and experimental results. In this paper we also present the capabilities of the software package *Arena* for modeling and simulation of queuing models. A model of a real operational first line Help Desk system of a bank will be created and investigated within the software environment Arena.

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we shortly describe the main characteristics of software package *Arena.* Section 3 presents some theory concerning the queuing models. In Section 4 we perform modeling and simulation of particular queuing systems before we finish in Section 5 with a conclusion.

2. MAIN ASPECTS OF THE SOFTWARE PACKAGE ARENA

The software *Arena* is a graphically based package for modeling and simulation of discrete event systems in the theory of queuing systems – inventory, servicing, production systems and etc. The graphical part of *Arena* allows the models to be easily created and animated. The program system *Arena* is based on the flow oriented simulation. It represents a real situation as a series of processes and delays, through which the entities pass [3]. Frequently the work process is depicted using a diagram where using blocks and arrows the ongoing actions are presented (fig.1). The entities to be served are generated from input flow resource, which can have limited or unlimited capacity. An important part of the software is the input analyzer, which provides an opportunity to use experimental data and to define parameters of the obtained probability distribution [4].

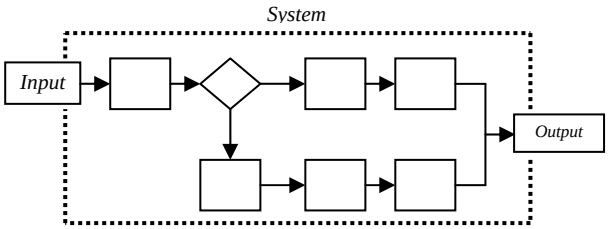


Figure 1. Flow-oriented block structure of a queuing system

The software package *Arena* works under the operation system *Windows.* Some of the main functional libraries of *Arena* are: *Basic Process*; *Advanced Process* и *Advanced Transfer*. More information about the investigated software can be seen in [5].

3. QUEUING MODELS

In the queuing models the description of the input flow of entities and the duration of entity service notions from probability theory is used. In the queuing theory such notions are *distribution of time between successive entities* and *entity service time distribution.* The behavior of the input and the output flow of entities is the most important element in the queuing systems functional description. Other factors are also included in the analysis – service discipline, queue length, calling source. Most frequently it is accepted that the input and the output flow have a Poisson distribution [1]

$$p_n(t) = \frac{(\lambda t)^n e^{-\lambda t}}{n!}, q_n(t) = \frac{(\mu t)^n e^{-\mu t}}{n!} \quad (1)$$

here $p_n(t)$ is the probability that there are n entities in the system (in queue and in the service facility) for time period t, $q_n(t)$ is the probability n entities to leave the system for time period t, λ and μ are the rates of the input and the output flows. In the analysis of the time-invariant processes of the queuing systems some measures of performance. In the queuing models these steady-state probability characteristics in having c parallel servers can be calculated as follows [1]

- Average number of entities in the system

$$L_s = \sum_{n=0}^{\infty} n p_n , \quad (2)$$

- Average number of entities in the queue

$$L_q = \sum_{n=c}^{\infty} (n-c) p_n , \quad (3)$$

- Average waiting time of the entity in the system

$$W_s = W_q + \frac{1}{\mu}, \quad (4)$$

where $1/\mu$ is the average service time, and W_q - average waiting time of the entity in the queue. The following expressions are also valid

$$L_s = \lambda W_s , \; L_q = \lambda W_q . \quad (5)$$

$$L_s = L_q + \frac{\lambda}{\mu} . \quad (6)$$

The sequence of calculation of the measures of performance is the following

$$p_n \to L_s = \sum_{n=0}^{\infty} n p_n \to W_s = \frac{1}{\lambda} L_s \to W_q = W_s - \frac{1}{\mu} \to L_q = \lambda W_q . \quad (7)$$

There are cases when the input rate is λ, but not all entities can enter the system – due to the limited places in the queue. Then in order to compute the measures of performance the effective average arrival rate has to be calculated. It shows the amount of actually allowed entities in the system for unit time:

$$\lambda_{eff} = \mu(L_s - L_q) . \quad (8)$$

3.1Model (M/M/1):(GD/∞/∞). The considered model is characterized with Poisson input and output flow, one server, general discipline and unlimited entities can enter the system [1]. A steady-state mode of this queuing system exists if $\rho < 1$, where $\rho = \lambda / \mu$. The measures of performance of the considered system can be calculated as follows

$$L_s = \frac{\rho}{1-\rho}, L_q = \frac{\rho^2}{1-\rho} \qquad (9)$$

$$W_s = \frac{1}{\mu(1-\rho)}, W_q = \frac{\rho}{\mu(1-\rho)}. \qquad (10)$$

3.2. Model (M/M/1):(GD/N/∞). For this model the maximum number of entities, which can enter the system (entities in the queue and in the service facility) is *N*. As a result the effective average arrival rate of the incoming entities λ_{eff} is less than λ. The steady-state probability p_n for the considered model can be calculated as follows

$$p_n = \begin{cases} \left(\frac{1-\rho}{1-\rho^{N+1}}\right)\rho^n, \rho \neq 1 \\ \frac{1}{N+1}, \rho = 1 \end{cases}, \qquad (11)$$

where $\rho = \frac{\lambda}{\mu}$. Here it is not necessary for the parameter ρ to be less than one, as it is required in the model (*M/M/1*):(*GD/∞/∞*). The probability that an arriving entity can join the queue is

$$P\{n < N\} = 1 - p_N.$$

The measures of performance of the system are calculated as follows [1]

$$L_s = \begin{cases} \frac{\rho\{1-(N+1)\rho^N + N\rho N + 1\}}{(1-\rho)(1-\rho^{N+1})}, \rho \neq 1 \\ N/2, \rho = 1 \end{cases} \qquad (12)$$

$$L_q = L_s - \frac{\lambda(1-p_N)}{\mu}, \qquad (13)$$

$$W_q = \frac{L_q}{\lambda_{eff}}, W_s = \frac{L_s}{\lambda_{eff}}, \qquad (14)$$

where the effective arrival rate of the incoming entities is

$$\lambda_{eff} = \lambda(1-p_N). \qquad (15)$$

4. SIMULATION EXPERIMENTS

This section begins with a validation of two simulated models. Validation of these models is performed by simulating them into *Arena* and comparing the obtained results with their analytical solutions. Simulations are made using the program environment Arena, which show its basic functions and libraries during the study of the

queuing models. The problems discussed cover different areas of the simulation processes which occur in factories, institutions, transport systems, etc.

Example 1. Using this example we show how the *Arena* software can be successfully used in modeling, simulating, animating and validating results in queuing models considered in section 3.1. In the first example under investigation there is one Help Desk assistant who receives a phone call with a particular problem and solves it. A phone call occurs on an average every 4 minutes. The Help Desk assistant is busy with each call on average of 3 minutes. When the problem or issue is solved by the HelpDesk assistant the phone call leaves the system. The simulation model of the system done with *Arena* is shown in fig.2.

Figure 2. Validation Model 1

The considered model is of type **(***M/M/1):(GD/∞/∞*). The analytically determined values of the operational characteristics of the queuing system according expressions (9) and (10) are shown in table 1.

Table 1

Wq	Ws	Lq	Ls
0.15	0.2	2.25	3

Using simulation their corresponding values are shown in table 2.

Table 2

Simulation Time [**h**]	Average Waiting Time in the Queue [$\mathbf{W_q}$]	Average Waiting Time in the System [$\mathbf{W_s}$]	Average Number of Customers in the Queue [$\mathbf{L_q}$]	Average Number of Customers in the System [$\mathbf{L_s}$]
40	0.1224	0.1721	1.8549	2.6075
60	0.1394	0.2498	1.9727	2.7487
80	0.1552	0.2044	2.3057	3.1689

The theoretical values are compared with the results obtained after simulation is run into Arena. It can be seen that with the increase of the simulation time, the values of the steady state measures of performance determined by simulation and recorded in Table 2 tend towards their corresponding values, recorded in Table 1. This comparison confirms that the model is validated correctly.

Example 2. Using this example we show how the *Arena* software can be successfully used in modeling, simulating, animating and validating results in queuing models considered in section 3.2. The second example under investigation is again about the helpdesk system of the bank. A single phone call enters the system on average of 30 minutes. There is one Help Desk specialist available at the office. He can attend only one phone call at a time and he needs about 20 minutes to solve an issue. Due to the fact that there is only one employee that is available, he can observe only one issue at a time and no more than 5 calls can enter the system. When the issue is solved, the attended phone call leaves the system and another phone call can enter.
The obtained simulation model is given in the figure below:

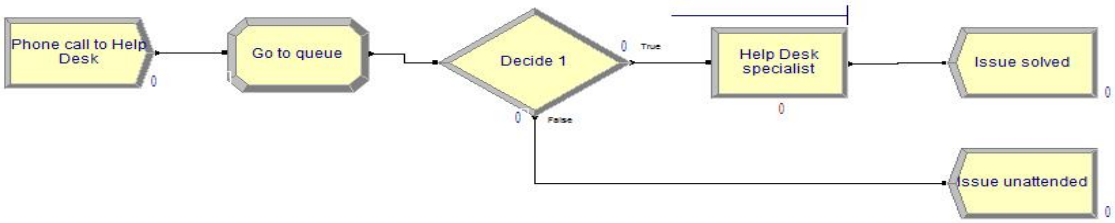


Figure 3. Validation Model 2

The considered model is of type **(***M/M/1):(GD/N/*∞). The theoretical and simulation results using *Arena* are shown on tables 3 and 4 respectively.

Table 3

Wq	Ws	Lq	Ls
0.877	1.211	1.134	1.564

Table 4

Simulation Time [**h**]	Average Waiting Time in the Queue [$\mathbf{W_q}$]	Average Waiting Time in the System [$\mathbf{W_s}$]	Average Number of Customers in the Queue [$\mathbf{L_q}$]	Average Number of Customers in the System [$\mathbf{L_s}$]
60	0.6318	0.9595	0.9057	1.3911
120	0.7492	1.1556	1.0024	1.4470
240	0.8498	1.2052	1.1516	1.6082

Comparing the results from table 3 and table 4 it can be concluded that values obtained from simulation tend towards the theoretical values with the increase of the simulation time. Thus the simulated model is validated correctly.

Example3. This example is related to the creation of a model of a first line support system used in the IT department of a bank then to simulate its functioning.
In the bank under investigation, the IT department is divided into four sections: User Support, System Admins, Hardware Help Desk and Communication. Each one of them deals with different problems. The User Support section gives access to the core

banking systems to all head office and branch employees. They create, modify or delete predefined user profiles. When there is a new bank employee, the User Support team creates the new user profile. When an employee is for example transferred to another department or branch, his profile is modified accordingly to the new function the employee should perform. Sometimes the bank employees forget their login passwords, the lock their user accounts, in these cases they need support from the User Support section. The System Administrators deal with the installation of programs, applications, they also monitor all bank servers, and deal basically with software. The Hardware HelpDesk assists the bank employees in case of some hardware problems. They install printers, scanners and other equipment. Finally, The Communication section deals with communication problems. They monitor all network connections, servers, they also deal with telephone connection problems. When a problem arises it must be logged in under one of the 4 ways: GSM call, Internet Call, Stationary Phone call or an e-mail.

The whole simulation model is built using the software package *ARENA* and is presented on the figure below:

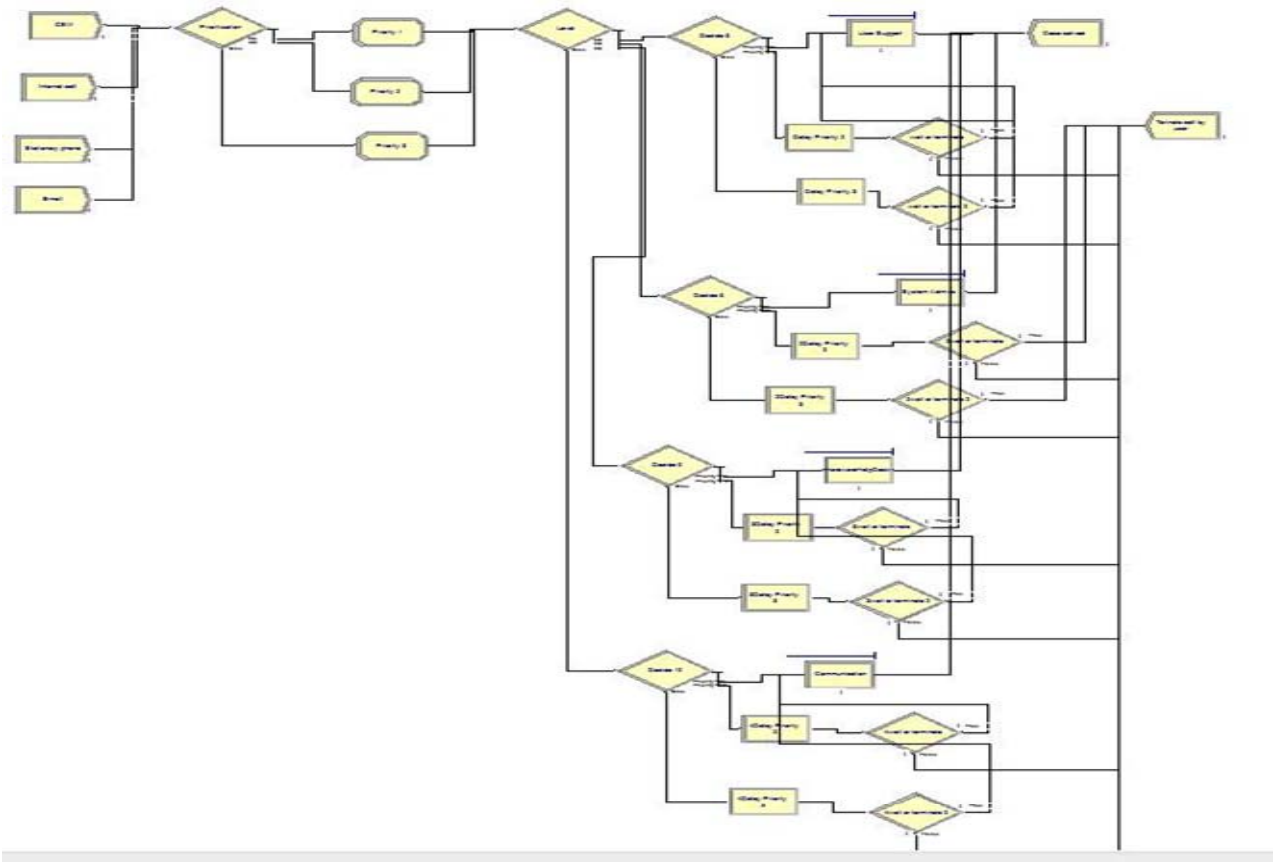


Figure 4. Simulation model of firstline HelpDesk System of a bank

The results of the simulation are presented in table 5 and table 6. The parameters of interest which are listed in the table are the average waiting time in the queue, the average waiting time in the system, the average number of issues in the queue, and the average number of issues in the system, the instantaneous utilization of the servers, and the number of busy servers.

Table 5

Simulation time, [h]	Section	Average waiting time in the queue, W_q	Average waiting time in the system, W_s	Average number of issues in the queue, L_q	Average number of issues in the system IN	OUT
40	Communication	0.4531	0.5832	3.2548	288	282
	HardWare Helpdesk	0.1073	0.2305	1.5262	569	568
	System Admins	0.0005	0.0675	0.0022	183	183
	User Support	0.0011	0.0317	0.0376	1429	1428
120	Communication	0.5221	0.6519	3.6755	846	843
	HardWare Helpdesk	0.1708	0.2936	2.4830	1745	1745
	System Admins	0.0006	0.0676	0.0029	511	511
	User Support	0.0008	0.0314	0.0294	4302	4300
200	Communication	0.6225	0.7516	4.4673	1437	1429
	HardWare Helpdesk	0.1640	0.2866	2.3528	2870	2865
	System Admins	0.0006	0.0674	0.0024	805	805
	User Support	0.0007	0.0313	0.0265	7157	7155

Table 6

Simulation time, [h]	Section	Instantaneous Utilization	Number Busy
200	Communication Expert	0.9245	0.9245
	Hardware Specialist	0.8799	1.7598
	HelpDesk Assistant	0.3654	1.0963
	System Administrator	0.1346	0.2691
120	Communication Expert	0.9129	0.9192
	Hardware Specialist	0.8931	1.7863
	HelpDesk Assistant	0.3655	1.0965
	System Administrator	0.1426	0.2852
40	Communication Expert	0.9256	0.9256
	Hardware Specialist	0.8757	1.7514
	HelpDesk Assistant	0.3647	1.0941
	Hardware Specialist	0.1534	0.3067

The obtained results from the simulation with duration 200h are presented in the following figures.

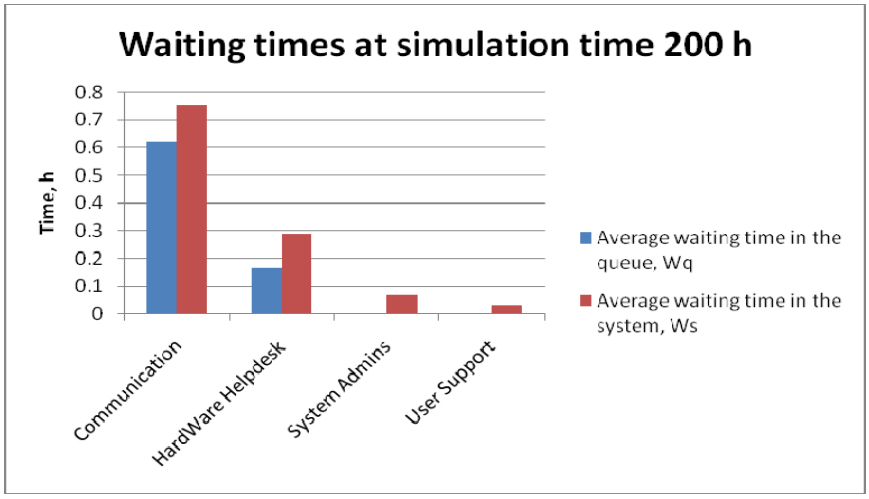


Figure 5. Waiting times at simulation time 200 h

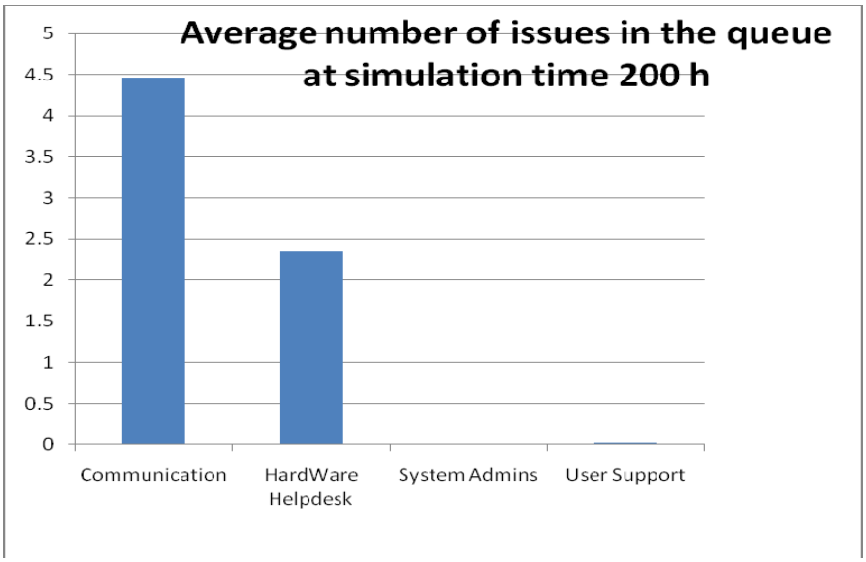


Figure 6. Average number of issues in the queue at simuation time 200 h

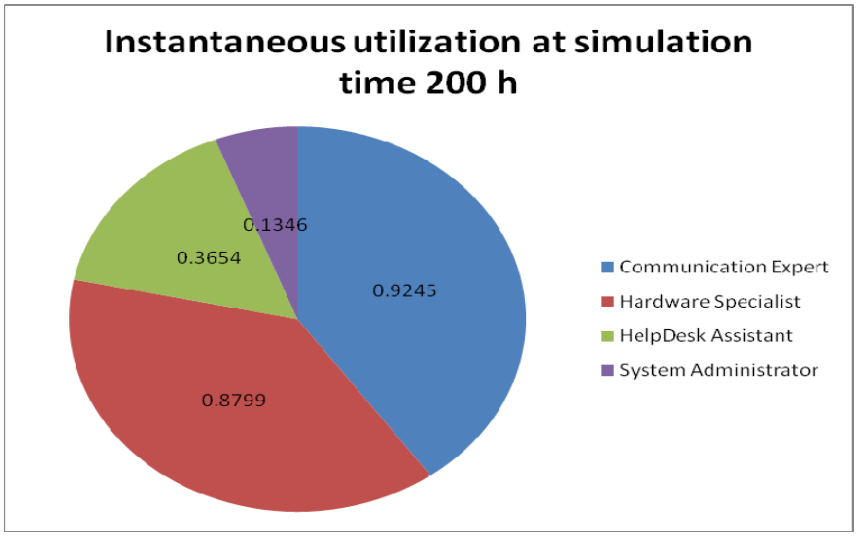


Figure 7. Instanteneous Utilization at simulation time 200 h

Comparing the obtained results several conclusion can be drawn. The greatest waiting times are those that occur in the Communcation section of the HelpDesk system under investigation. The least waiting times are those appearing in the User Support section.

The average number of issues in the queue is highest in the Communication section and on the contrary lowest in the System Admins section. It can be seen from the graphs that the most utilized section is the Communication one. The Communication expert is obviviously too overwhelmed with tasks and assignments which can be transfer to other not so busy employees. The section that is least utilized is the System Admins section. More work and personal assignments, and tasks can be given to the employees in this section, because when employees have too much free of work time they become useless and unproductive.

5. CONCLUSION

The application of the software package *Arena* in modeling, simulating, and validating theoretical and experimental results in queuing systems models was considered. The steady-state measures of performance of the investigated systems, computed using simulations, are compared to those calculated theoretically. A model of a real operational first line Help Desk system of a bank was created and investigated within the software environment Arena. Several simulations were made and the results regarding the steady-state measures were presented. Based on the obtained simulation results proposals for optimization were discussed.

LITERATURE

[1] Taha, H. A. (1992), ***Operation Research***. An Introduction, Fifth edit., MacMillan Publ. Comp., NY, 1992.

[2] Гатев, Г., (2002), ***Изследване на операциите. Вземане на решение при определеност***, Изд. ТУ , 2002.

[3] Chung, Christopher A., (2004), ***Simulation Modeling Handbook. A practical Approach,*** CRC Press LLC, 2004.

[4] Verbraeck, A., J. Beerens et al., (2002), ***Arena Handbook***, Delft UT, Delft, 2002.

[5] Rosseti, Manuel D., ***Simulation Modeling and Arena.***

Authors: Andrey Yonchev, ass. prof. PhD from the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics in the Technical University - Sofia,

email: ayonchev@tu-sofia.bg

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

РОБАСТНО УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ – МАГНИТНА ЛЕВИТАЦИЯ

Аспарух Марковски

Резюме: *В доклада е разгледан опит за синтезиране на робастно управление на устройство за магнитна левитация (лабораторен модел на фирмата Интеко). Нелинейността на обекта е представена с еквивалентен линеен модел в пространство на състоянията с неструктурирана неопределеност. Някои от неточно известните параметри са въведени като източници на структурирана неопределеност. Направен е опит за μ синтез на регулатор и са проведени симулационни опити с нелинейния модел. Работоспособността на създадения регулатор е изпробвана върху опитната установка.*
Ключови думи: *робастно управление, μ синтез, магнитна левитация.*

ROBUST CONTROL OF LABORATORY STAND – MAGNETIC LEVITATION

Asparuh Markovski

Abstract: *A μ regulator synthesis for laboratory stand – system for magnetic levitation – is made. The stand is for teaching purposes in the area of control theory and is made by the Polish enterprise Inteco. The object nonlinearity is represented by an equivalent unstructured uncertainty representation of the state-space model. Some of the model parameters are introduced as real parameters with structured uncertainty. μ regulators with different requirements are realized. Simulation is made with the nonlinear model, and experiments – with the real object.*

Keywords: *Magnetic levitation, Robust Control, μ Synthesis*

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 simpler laboratory models has a significant importance in the engineering education. In the present work we will consider the steps in the synthesis of several μ regulators for a laboratory setup – a system for magnetic levitation.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. PHYSICAL MODELS USED

For demonstration of the methodology, we use a physical model from the laboratories in Department "Systems and Control" at the Technical University – Sofia.

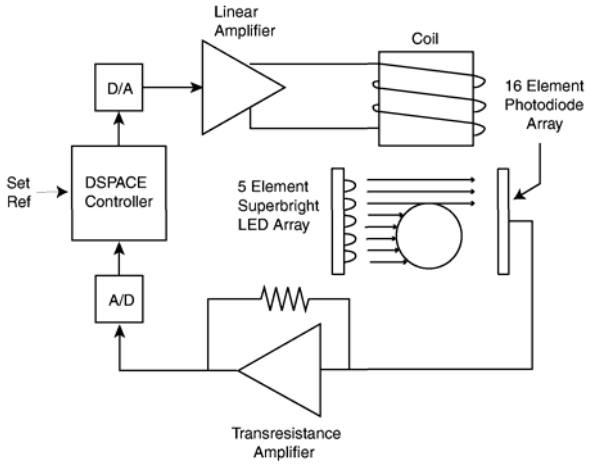


Fig.1a

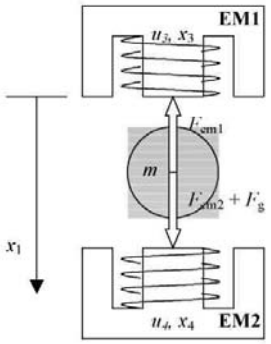


Fig.1b

The system for magnetic levitation consists of an upper electromagnet, creating magnetic field on a ferromagnetic sphere, sensors for the position of the sphere within the field, and controller of the field intensity by means of the electromagnet current (Fig.1a). The bottom electromagnet can be used for introducing disturbance or for additional control means. Three spheres with different dimensions are available, with masses 56, 50 and 30 g. Further in the description they will be referred to as *big*, *medium* and *small*, respectively.

A light source is placed on one side of the object and a light detector – on the other side, in order to detect its vertical position. When the sphere is elevated, it blocks partly the light emitted from the source.

The basic equation, describing the model of the force acting on the object is:

$$F_m = C\left(\frac{i}{x_1}\right)^2 \quad (1)$$

where $\boldsymbol{x_1}$ is the distance from the surface of the sphere to the electromagnet, as shown in Fig.1b), $\boldsymbol{i}$ is the current intensity, and $\boldsymbol{F_m}$ is the electromagnetic force.

A Simulink model has been developed, based on the following nonlinear mathematical model:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= -\frac{F_{em1}}{m} + g + \frac{F_{em2}}{m} \\
\dot{x}_3 &= \frac{1}{f_i(x_1)}\left(k_i u_1 + c_i - x_3\right) \\
\dot{x}_4 &= \frac{1}{f_i(x_d - x_1)}\left(k_i u_2 + c_i - x_4\right)
\end{aligned} \quad (2)$$

where

$$F_{em1} = x_3^2 \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \exp(-\frac{x_1}{F_{emP2}}) \ , \ F_{em2} = x_4^2 \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \exp(-\frac{x_d - x_1}{F_{emP2}})$$

$$f_i(x_1) = \frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \exp(-\frac{x_1}{f_{iP2}}) \qquad (3)$$

$$x_1 \in [0,\ 0.016], \quad x_2 \in \Re, \quad x_3 \in [i_{MIN},\ 2.38], \ x_4 \in [i_{MIN},\ 2.38]$$

$$u_1 \in [u_{MIN},\ 1], \ u_2 \in [u_{MIN},\ 1]$$

x_1, x_2, x_3, x_4 are the position and velocity of the sphere and the currents through the upper and bottom electromagnets, respectively, and u_1 and u_2 – the control PWM duty on the upper and bottom electromagnet coils. The values of the other parameters of the above equations are obtained by test measurements and are given in [2].

Here the bottom electromagnet is not used, thus the state x_4 is missing.

3. LINEARIZED MODEL WITH UNCERTAINTY FOR THE PURPOSES OF μ SYNTHESIS

The analytically linearized model in the state space between the control of the upper electromagnet and the distance to the sphere (i.e. from u=u_1 to y=x_1) has the following expression:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$
$$y = Cx + Du \qquad (4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{2,1} & 0 & a_{2,3} \\ a_{3,1} & 0 & a_{3,3} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = 0 \qquad (5)$$

$$a_{2,1} = \frac{x_{30}^2}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}^2} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}} + \frac{x_{40}^2}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}^2} e^{-\frac{x_d - x_{10}}{F_{emP2}}},$$

$$a_{2,3} = -\frac{2x_{30}}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}},$$

$$a_{3,1} = -(k_i u + c_i - x_{30})(x_{10} / f_{iP2}) f_i^{-1}(x_{10}),$$

$$a_{3,3} = -f_i^{-1}(x_{10}),$$

$$b_3 = k_i f_i^{-1}(x_{10}) \qquad (6)$$

The second electromagnet is not operated, so the state x_4 and the related elements in the model are not present.

Three models with uncertainty are elaborated for the purposes of μ synthesis:

a) SISO model with input u_1 and output x_1, in which the mass of the sphere m is a parameter with uncertainty with nominal value m_n = 0.05 kg (medium sphere) and uncertainty interval [0.03, 0.56] – i.e. covering the masses of the three spheres. This

model has been denoted as G_{1m}; the linearization has been performed using Eqs. (4)–(6) for x_{10}=0.01 *m* for the medium sphere;

b) SISO model is linearized for x_{10}=0.009 *m* and x_{10}=0.011 *m* using Eqs.(4)–(6). The interval between the corresponding gain frequency responses is represented with unstructured uncertainty with maximal relative error $W_{mult}(\omega)$ and uncertain dynamics parameter $|\Delta mult|_\infty \le 1$, introduced as output multiplicative uncertainty of G_{1m} according to the previous subsection:

$$G_1 = (1 + W_{mult}\,\Delta_{mult})\,G_{1m} \qquad (7)$$

c) three linearized models have been obtained from the *Simulink* model using the *Simulink* linearization tool: "nominal" G_{3m} for x_{10} = 0.01 *m* and *m* = 0.05 kg, second – for x_{10} = 0.011 *m* and *m* = 0.056 kg, and third – for x_{10} = 0.009 *m* and *m* = 0.03 kg. These models have one input (u_1) and three outputs: x_1, x_2, x_3 (distance, speed, current through the upper electromagnet). The distance between their gain frequency responses is represented with unstructured uncertainty with maximal value $W_{mult}(\omega) = \begin{bmatrix} W_{mult} & 0 & 0 \\ 0 & W_{mult} & 0 \\ 0 & 0 & W_{mult} \end{bmatrix}$ and uncertain parameter $\Delta_{mult} = \begin{bmatrix} \Delta_{mult1} & 0 & 0 \\ 0 & \Delta_{mult2} & 0 \\ 0 & 0 & \Delta_{mult3} \end{bmatrix}$ using the formula

$$G_3 = (I + W_{mult}\,\Delta_{mult})\,G_{3m} \qquad (7)$$

Summary of the model characteristics:

	inputs	outputs	struct. uncertainty	unstruct. uncertainty
G_{1m}	u_1	x_1	m	-
G_1	u_1	x_1	m	Δ_{mult}
G_3	u_1	x_1, x_2, x_3	-	Δ_{mult1}, Δ_{mult2}, Δ_{mult3}

Fig.4 represent the Bode plots for G_{1m}, G_1 and G_3 for 20 arbitrary realizations of the uncertainty parameters:

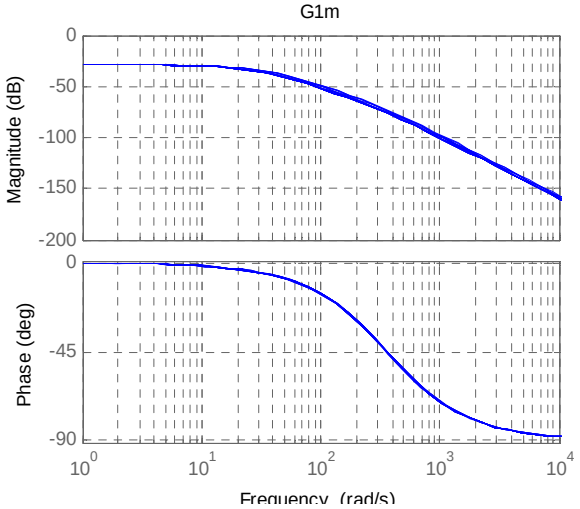


Fig.2

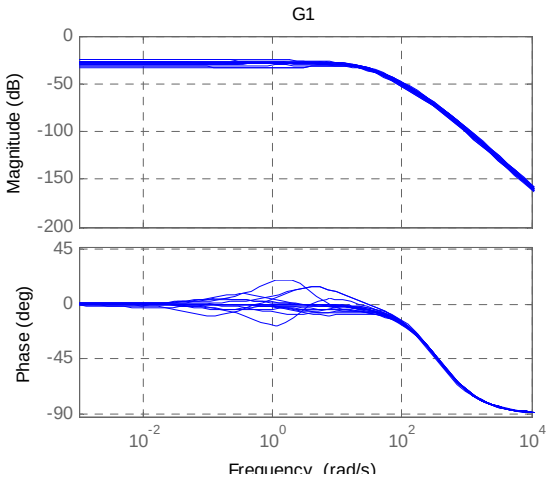


Fig.3

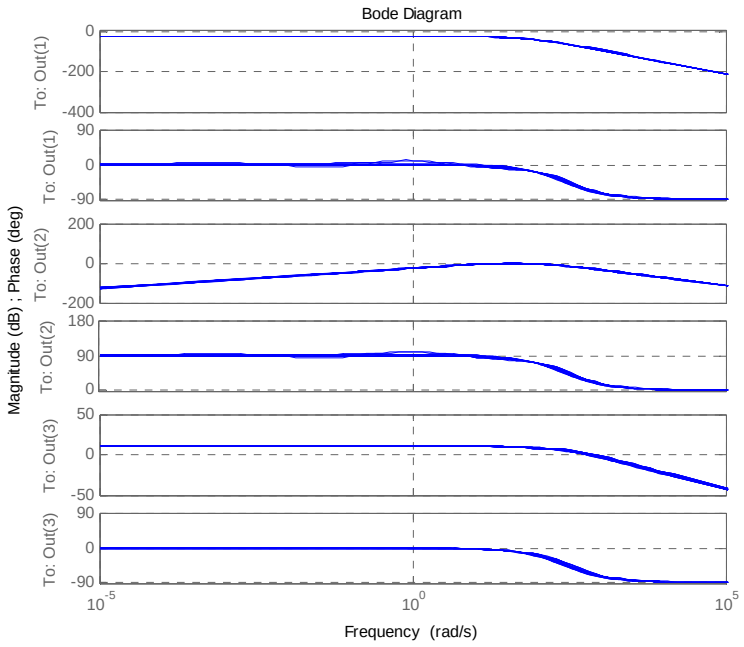


Fig.4

4. SYNTHESIS OF μ REGULATOR

For each of the three models listed above, a μ regulator with two degrees of freedom has been synthesized, according to the scheme in Fig.5:

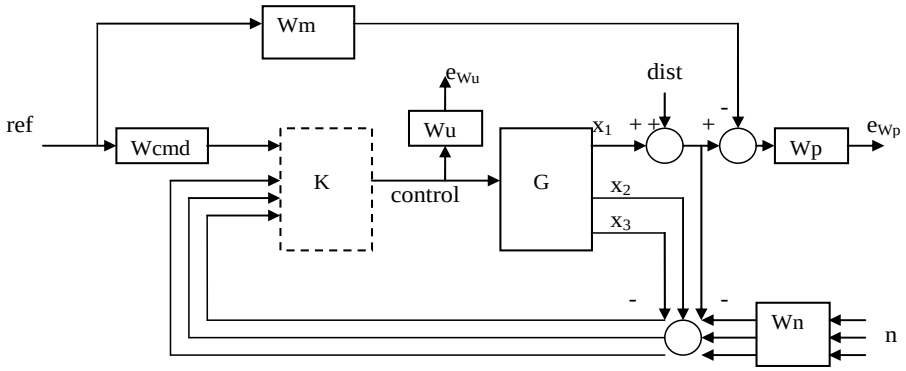


Fig.5

The following filters are used:

W_{cmd} is a reference shaping filter (set point is expected to be around 0.01 *m*);

Wm is a reference model;

Wu penalizes the control signal;

Wp is a quality filter;

Wn is a noise model.

5. SYNTHESIS OF μ REGULATOR Kd_{1m} FOR THE G_{1m} MODEL

The synthesis has been realized for the following values of the filters:

$$W_m = \frac{1}{0.01s^2 + 0.2s + 1},\ W_p = \frac{10(0.1s+1)}{10s+1},\ W_u = \frac{0.002(0.1s+1)}{0.04s+1},\ W_n = \frac{0.001s}{s+1},\ W_{cmd} = \frac{0.01}{10s+1}$$

The regulator reaches robust quality with maximal value of the μ norm 0.8836 and robust stability with maximal value of the μ norm 0.7231. They are shown in Figs.6 and 7, respectively:

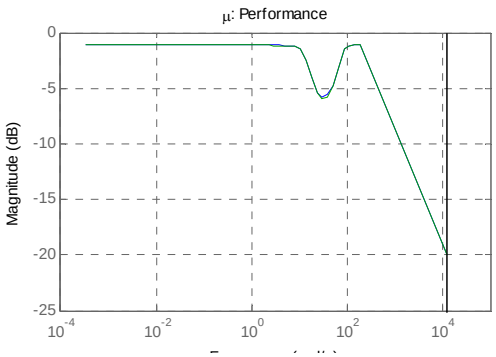


Fig.6

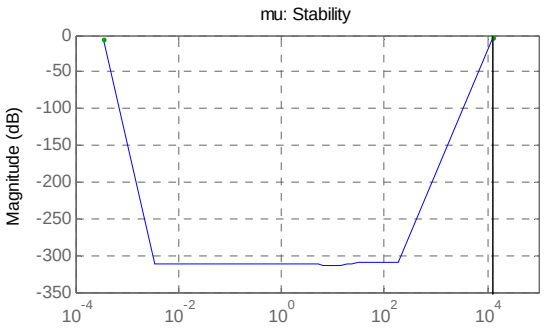


Fig.7

Transient responces for set point 0.01 *m* for 20 arbitrary realizations of the parameter *m* in the linear uncertain model are shown in Fig.8.

Fig.9 shows the result of the simulation with the nonlinear model for set point 0.01 *m* and the small sphere:

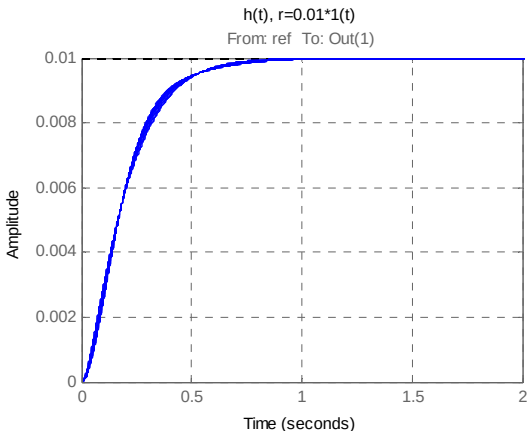


Fig.8

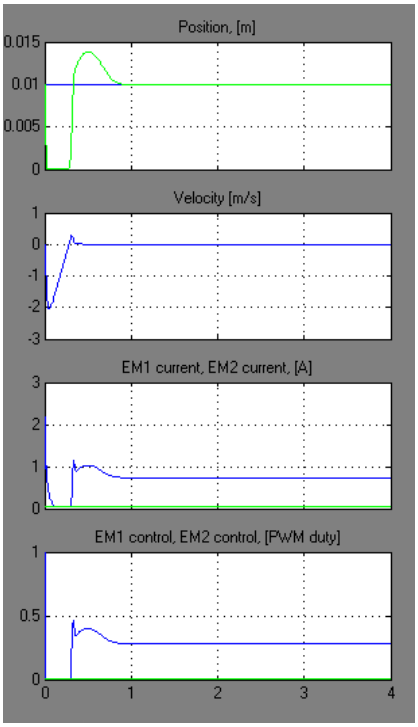


Fig.9

6. SYNTHESIS OF μ REGULATOR Kd_1 FOR THE G_1 MODEL

The synthesis has been realized for the following filter parameters:

$$W_m = \frac{1}{s^2+2s+1},\ W_p = \frac{10(0.5s+1)}{50s+1},\ W_u = \frac{0.002(0.1s+1)}{0.04s+1},\ W_n = \frac{0.001s}{s+1},\ W_{cmd} = \frac{0.01}{10s+1}$$

Even after the requirements, placed by *Wm* are lowered, the regulator does not reach robust quality – the maximal value of the μ norm is 1.625, as can be seen in Fig.10. Still, as seen from Fig.11, robust stability is reached with maximal value of the μ norm 0.9035:

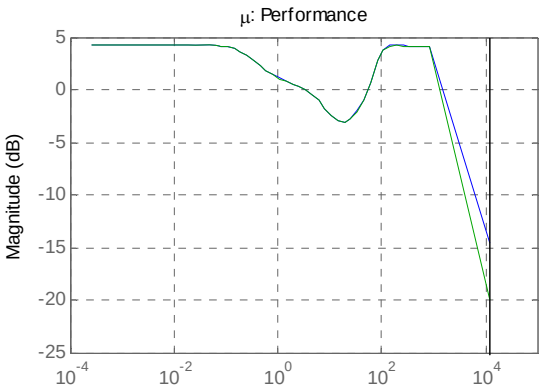


Fig.10

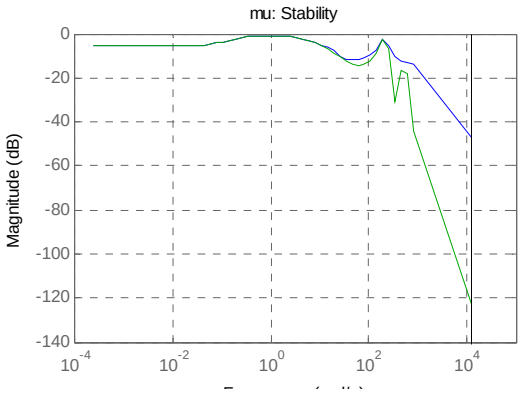


Fig.11

As seen from Fig.10, the μ norm with respect to quality is above 0 dB for almost the entire frequency region, therefore transient processes with overshoot and oscillation are expected. This is confirmed from the plot in Fig.12, which shows the transient responces for constant set point 0.01 *m* for 20 arbitrary realizations of the parameters *m* and Δ_{mult}. Fig.13 and 14 show the result of the simulation with the nonlinear model, for set point 0.01 *m* for the small and medium spheres, respectively:

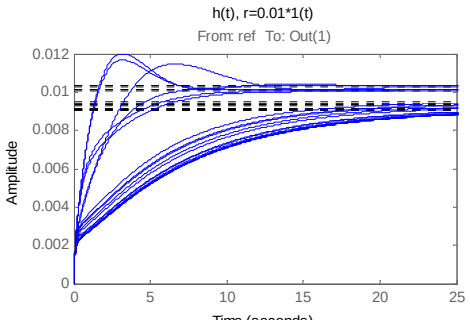


Fig.12

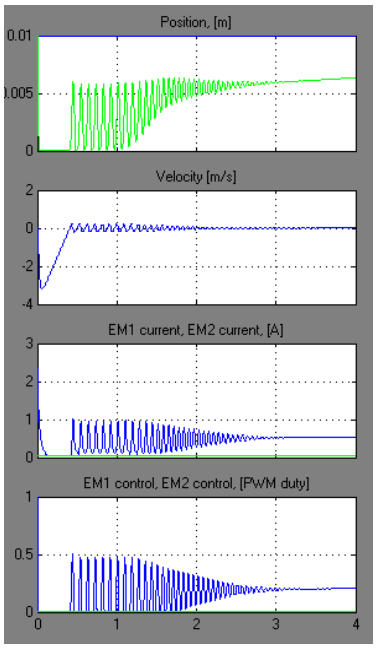


Fig.13

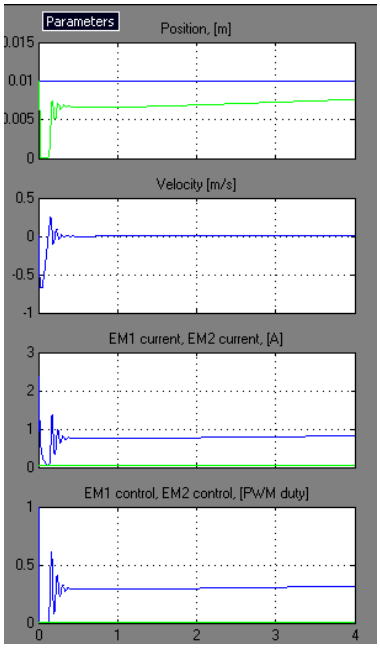


Fig.14

7. SYNTHESIS OF μ REGULATOR Kd_3 FOR THE G_3 MODEL

The synthesis has been performed for the following filter parameters:

$$W_m = \frac{1}{s^2+2s+1},\ W_p = \frac{10(0.05s+1)}{5s+1},\ W_u = \frac{0.002(0.1s+1)}{0.04s+1},\ W_n = \begin{bmatrix} \frac{0.001s}{s+1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{0.001s}{s+1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{0.001s}{s+1} \end{bmatrix},$$

$$W_{cmd} = 0.01$$

The regulator does not reach robust quality – the maximal value of the μ norm is 2.006, as seen from Fig.15. Robust stability is reached with maximal value of the μ norm of 0.3274, as shown in Fig.16:

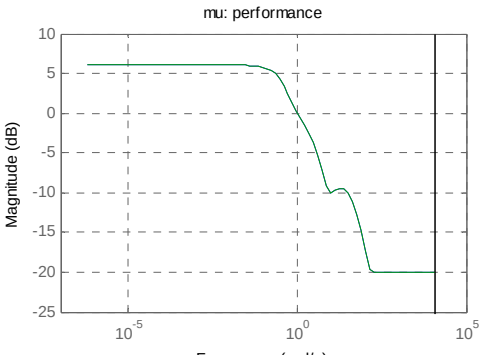


Fig.15

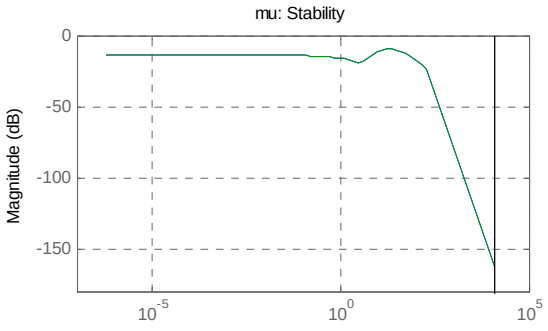


Fig.16

As can be seen from Fig.16, the μ norm with respect to the quality is above 0 dB only for the low-frequency region of the spectrum, therefore low quality can be expected mainly for the steady state regime. This is confirmed from Fig.17, which presents the transient characteristics for a set point 0.01 *m* for 20 arbitrary realizations of the parameters Δ_{mult1}, Δ_{mult2} and Δ_{mult3}. Fig.18 shows a presentation of the results of the simulation with the nonlinear model for a set point 0.01 *m* and the small sphere:

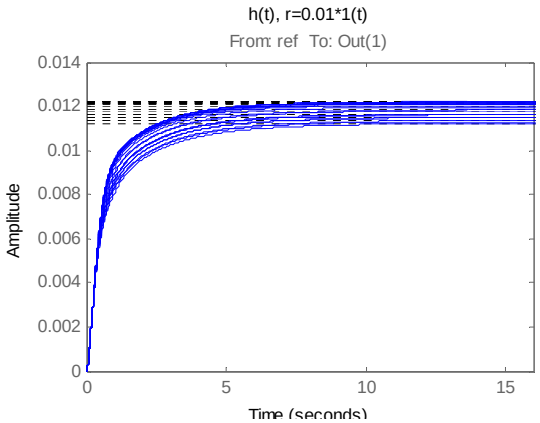


Fig.17

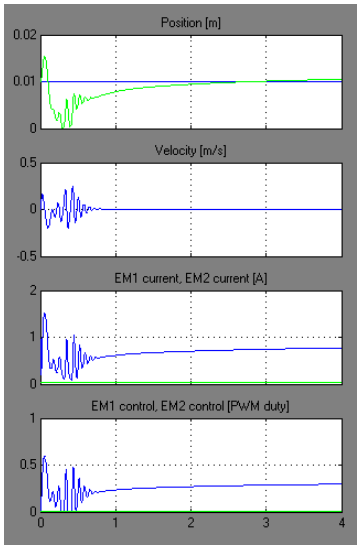


Fig.18

In Fig 19 the singular functions of the three controllers are juxtaposed.

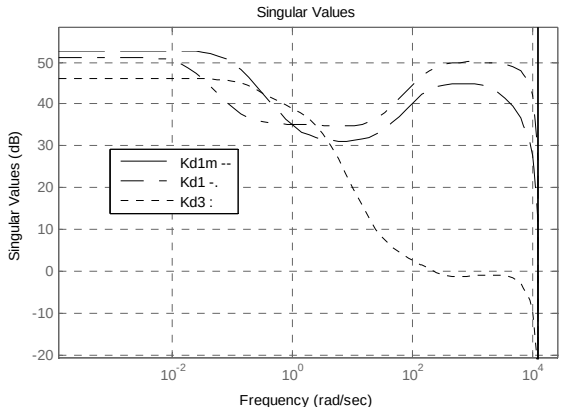


Fig.19

8. TESTS WITH THE REAL OBJECT

Some of the experiments, made with the stand, are shown in the next figures. In Fig. 20 the behavior of the medium sphere is shown, controlled by the regulator Kd_1 when tracking pulse signal:

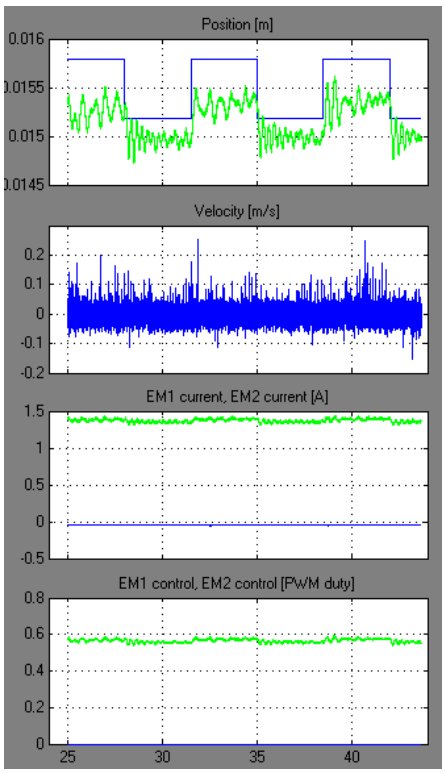


Fig.20

In Fig.21 the behavior of the big sphere, controlled by the same Kd_1 is shown. Similar is Fig. 22, where disturbance signal is applied (touching the by hand):

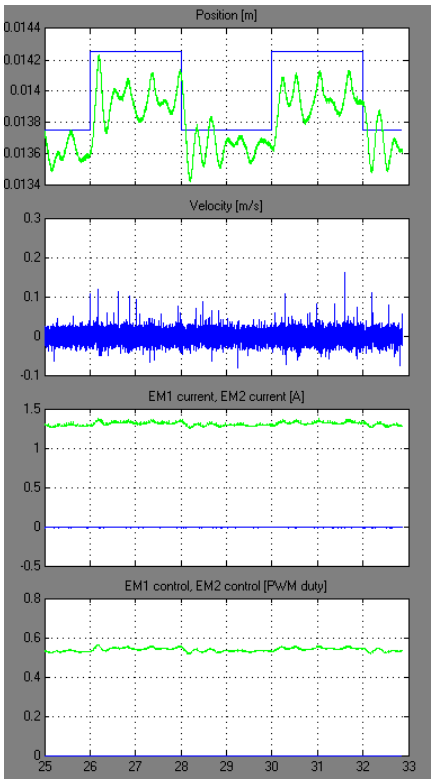


Fig.21

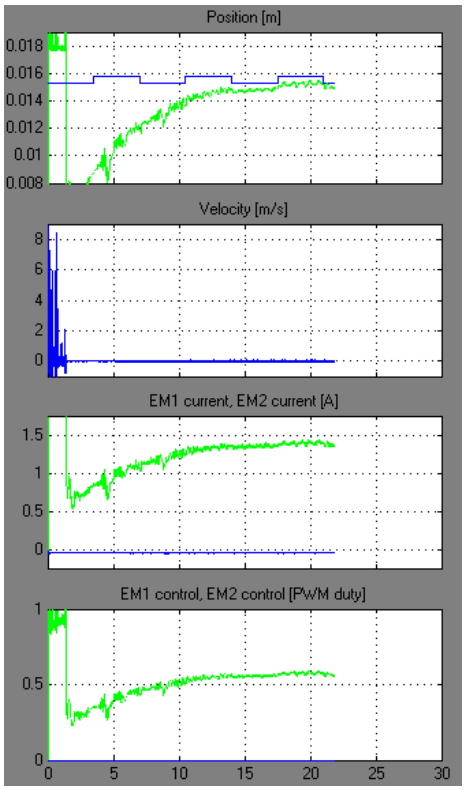


Fig.22

9. CONTROLLER ORDER REDUCTION

The realized regulators are of relatively high order (12 states for Kd_{1m}, 11 states for Kd_1 and 22 states for Kd_3). It can be reduced significantly without changing the operation of the system. For example, in Fig. 23 are shown the frequency responses of the original regulator Kd_{1m} and the reduced regulator of 3-rd order, obtained by it.

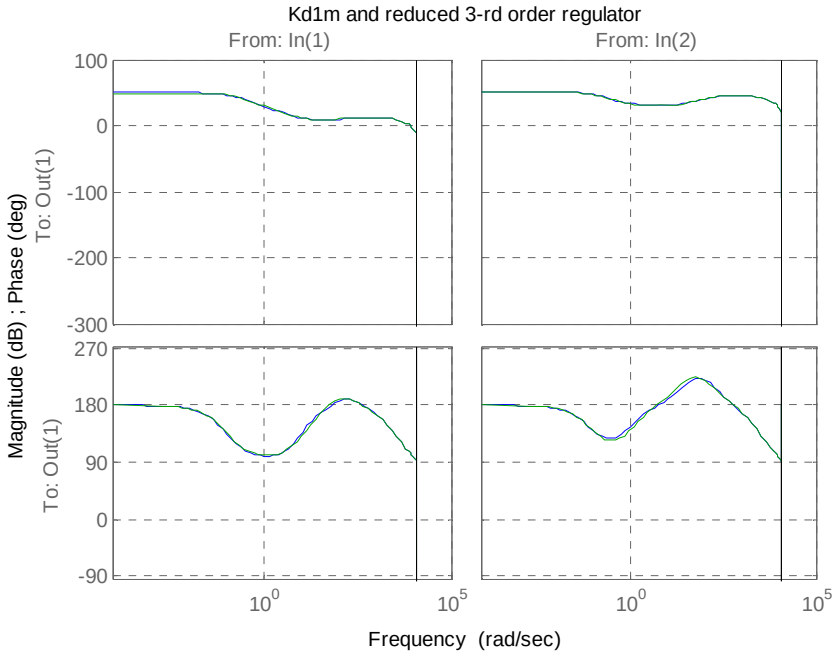


Fig.23

9. CONCLUSION

The method gives operable regulators, but it is important to have a precise enough nominal model. Other types of uncertainties can be introduced, for example in the characteristics of the light detector.

As can be seen from the real experiments, it seems that the quality is sacrificed because the model uncertainty levels are too high and the synthesis requires lowering of the quality requirements. For example, for the regulator Kd_1 reference model with a response time ca. 10 s is used, which is proved by the experiment in Fig. 22. Also, the penalty over the difference between the reference model and the model, placed by W_p is too weak in the medium frequency region and above, which allows oscillations in the transient response.

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, PhD, Assistant Prof. at the technical University - Sofia; *email: agm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ОПТИМИЗАЦИОННИ ПРОЦЕДУРИ В MATLAB ЗА НАСТРОЙКА НА РЕГУЛАТОРИ

Аспарух Марковски

Резюме: *Разгледани са възможностите за настройка на параметрите на регулатори за автоматично управление с реализираните в MATLAB процедури за оптимизация. Сравнени са резултати от прилагане на локални методи за оптимизация (напр. квазинютонови методи) и на глобални (генетични алгоритми и др.) при модели с нелинейност, като акцентът е получаване на най-добро качество при конкретен режим на работа. За илюстрация са проведени опити върху лабораторни модели на фирмата Интеко.*
Ключови думи: *методи за оптимизация , настройка на регулатори.*

OPTIMIZATION PROCEDURES IN MATLAB FOR ADJUSTMENT OF REGULATORS

Asparuh Markovski

Abstract: *In the present communication the possibilities for adjustment of the parameters of regulators for automatic control by means of optimization procedures realized in MATLAB are presented. Compared are the results from application of local (for example, quasi-Newton methods) and global optimization methods (genetic algorithms, etc) in models of physical objects with high nonlinearity, with a stress on obtaining highest quality at different operation regimes. The methods are demonstrated on laboratory models of the Polish enterprise Inteco.*
Keywords: *optimization methods in control theory, regulator adjustment.*

1. INTRODUCTION

The optimization techniques have for a long time become a part of the control theory, usually as a component of other, "main" algorithms for analysis, synthesis and identification, in which they perform specific tasks. Many different methods for synthesis and adjustment of regulators have been elaborated, based on the automatic control theory. In certain cases, optimization methods can be directly used for synthesis of regulators – for example, when the controlled object is highly nonlinear and non-stationary (and we wish to avoid its linearization, thus combining the steps of designing a regulator with simulation test of the result directly on the original model), or as an addition to the basic techniques.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Different optimization techniques have been realized in MATLAB. They can be classified for example as follows:

1) Classical, local methods for one-criterion problems (e.g. quasi-Newton methods, simplex method, etc.)

2) For multi-criteria optimization (e.g. goal attainment)

3) Methods for global search (genetic algorithms, simulated annealing, pattern, direct and multi-start search, heavy-ball method, etc.)

4) Special techniques (adjustment of regulator with a given structure with respect to H_∞ criterion, expressing the problem with linear matrix inequalities, etc.)

The main goal of the present work is to demonstrate the possibility for application of direct optimization methods for adjustment of regulators in the process of control theory education, "avoiding" to a certain extent the theory itself.

2. PHYSICAL MODELS USED

For demonstration, we use physical models from the laboratories of department "Systems and control" at the Technical University, Sofia. We present here two of them:

1) System for magnetic levitation

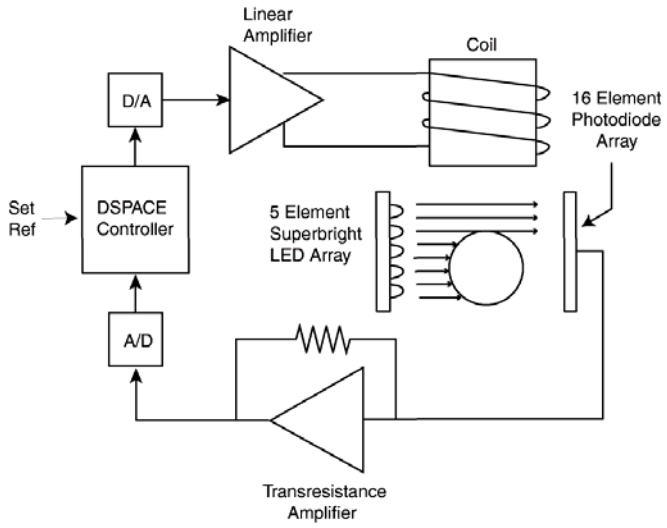


Fig.1

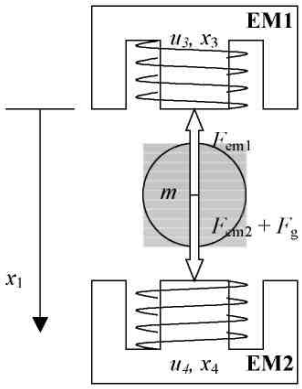


Fig.2

The system for magnetic levitation consists of an upper electromagnet, creating field on a ferromagnetic sphere, sensors for the position of the sphere within the field, and controller regulating the field intensity by means of the current in the electromagnet (Fig. 1 and 2). The bottom electromagnet can be additionally used for creating disturbance. Three spheres with different dimensions are available, whose masses are 56, 50 and 30 g.

The vertical position of the object is determined by means of a light source (on one side) and a light detector (on the other side). When the sphere is elevated, it blocks a part of the light from the source.

The main equation, governing the elaboration of the model of the object force, is:

$$F_m = C\left(\frac{i}{x_1}\right)^2 \qquad (1)$$

where x_1 is the distance from the sphere surface to the electromagnet, as shown in Fig.1b), i is the current intensity, and F_m is the electromagnetic force.

The Simulink model has been realized on the basis of the following nonlinear mathematical model:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= -\frac{F_{em1}}{m} + g + \frac{F_{em2}}{m} \\
\dot{x}_3 &= \frac{1}{f_i(x_1)}\left(k_i u_1 + c_i - x_3\right) \\
\dot{x}_4 &= \frac{1}{f_i(x_d - x_1)}\left(k_i u_2 + c_i - x_4\right)
\end{aligned} \qquad (2)$$

where

$$F_{em1} = x_3^2 \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \exp\left(-\frac{x_1}{F_{emP2}}\right), \quad F_{em2} = x_4^2 \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \exp\left(-\frac{x_d - x_1}{F_{emP2}}\right)$$

$$f_i(x_1) = \frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \exp\left(-\frac{x_1}{f_{iP2}}\right) \text{ for both actuators} \qquad (3)$$

$$x_1 \in [0,\ 0.016], \quad x_2 \in \Re, \quad x_3 \in [i_{MIN},\ 2.38], \quad x_4 \in [i_{MIN},\ 2.38]$$

$$u_1 \in [u_{MIN},\ 1], \quad u_2 \in [u_{MIN},\ 1]$$

x_1, x_2, x_3, x_4 are the position and speed of the sphere and the currents through the upper and bottom electromagnets, respectively. The parameters for the above equations are obtained by test measurements and their values are given in [1].

2) Servo-system

The stand (Fig.3) is a servo-system, including a dc current motor with tachogenerator, a mass object with high inertial moment, which influences the system dynamics, reductor, increment rotational encoder on the motor side and a second rotational encoder, fixed on the stand.

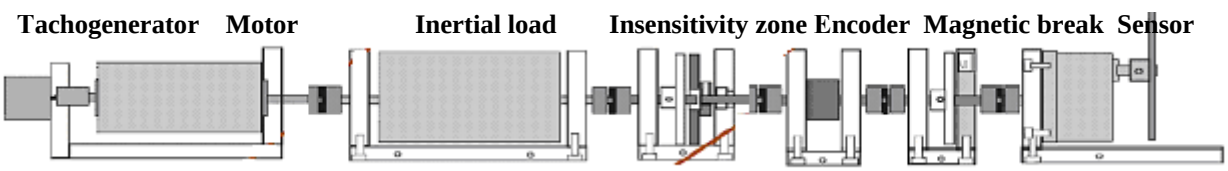


Fig.3

3. ADJUSTMENT OF PD AND PID REGULATOR AND ADJUSTED POLE-PLACEMENT DESIGN FOR THE MAGNETIC LEVITATION STAND

The genetic algorithms were introduced in their present form in 1975 [2]. The work [2] describes the main terminology and the method summary, so they will not be given here.

The adjustment of the PD regulator with a genetic algorithm for the nonlinear object with magnetic levitation is performed according to the Simulink scheme presented in Fig.4. The method is realized by means of the MATLAB tool *gatool*. The variable parameters are the coefficients Kp and Kd of the PD regulator.

At the beginning the criterion (the fitness function) is the minimum of the mean square error in constant position tracking – distance between the sphere (here the medium one is used) and the upper electromagnet of 0.009 m. Initial generation of 20 individuals (regulators) with arbitrary genes (Kp and Kd) and a hybrid function for local optimization (final adjustment) *fminsearch* (simplex method) are set. The best individual found has parameters Kp=64.44 and Kd=15.28 for a value of the mean square error around 4e–4.

The corresponding transient response (simulation) is shown in Fig.5. The four windows show separately the transient responses with respect to position, velocity and control (PWM coefficient and electromagnet current). The test with the real object leads to a similar result and is not shown.

In the next step, the PD regulator of Fig.4 is replaced with a PID regulator, and the corresponding adjustable parameters are now Kp, Ki and Kd. Additionally, the fitness function is slightly modified – in order to take into account only the steady-state regime, the mean square error only after the first second is punished. The obtained regulator (Kp=78.9, Ki=269.2 and Kd=4.2) has good quality in the simulation, but the method yields rather high values of Ki, which for the real object lead to problems with stability. This is partly due to a certain discrepancy of the model with the real object of control.

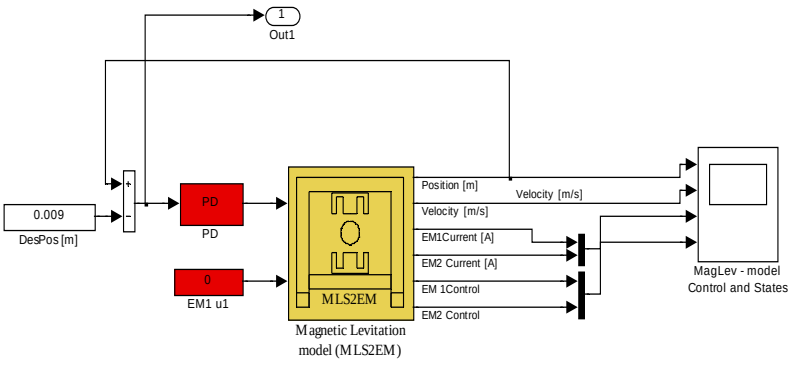


Fig.4

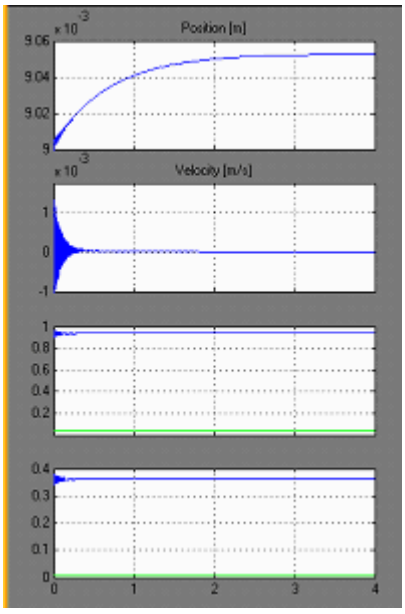


Fig.5

The next experiment is to adjust the PID regulator by means of the nonlinear least squares method (*lsqnonlin*). The initial values are from the regulator obtained in the previous paragraph. If the optimization criterion is kept (minimal mean square error in position tracking), we obtain a fast process with a slight overshoot. To decrease the overshoot, we need to put an upper limit of the output value, or punish the error only after the transient response time (here around 1 s). This leads to slower transient processes (Kp=58.1, Ki=23.4 and Kd=3.9). The result from the real experiment is shown in Fig. 6:

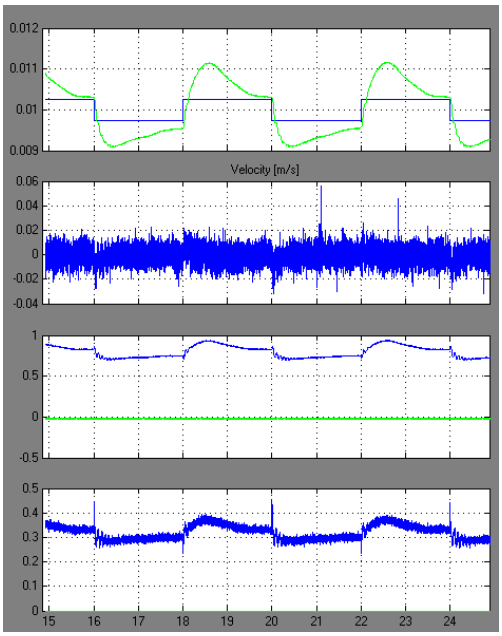


Fig.6

State feedback pole-placement regulator K, which puts the closed-loop poles as negative as possible, is also been tried. For this purpose, for the linearized system (having three poles, one of them being unstable) first with the command *place* is synthesized a regulator K0 which puts the closed loop poles at P=[-4, -2, -1]. The obtained regulator K0=[4.6495, -0.0723, -0.4301] is used as an initial approximation. Next, we solve the problem for attainging (and over-attaining) of goal (the formulation is given for the first time in [3]). The goal is: To obtain a regulator, providing the highest possible negative poles, proportional to the initial approximation. For this purpose, the function *fgoalattain* is used, where the goal weights are the absolute values of the goals. Additional limitation is introduced – the values of K should have a modulus not higher than 10 (for demonstration of the method). The obtained regulator is K=[1.3333, -0.1408, -0.3956], where the poles of the closed system are P=[-4.0000-21.7177i, -4.0000+21.7177i, -27.2337].

4. ADJUSTMENT OF PID REGULATOR FOR CONTROL OF THE SERVO-SYSTEM

The regulators of the servo-system are adjusted in a similar way. Here the task is simplified by the fact that it is not unstable and the choice of initial value for the regulator parameters is easier.

For the case where the angular velocity is controlled, the genetic algorithm gives the following values for the PID regulator: Kp=3.84, Ki=3.4 and Kd=0.01. This regulator provides transient responses without overshoot, but with certain oscillations around the set value, which are due to the significant nonlinearity of the system – a gap in transmission of almost one revolution. Transient response is shown in Fig.7 (the angular velocity set point and the actual angular velocity in the upper part and PWM coefficient in the lower part, respectively).

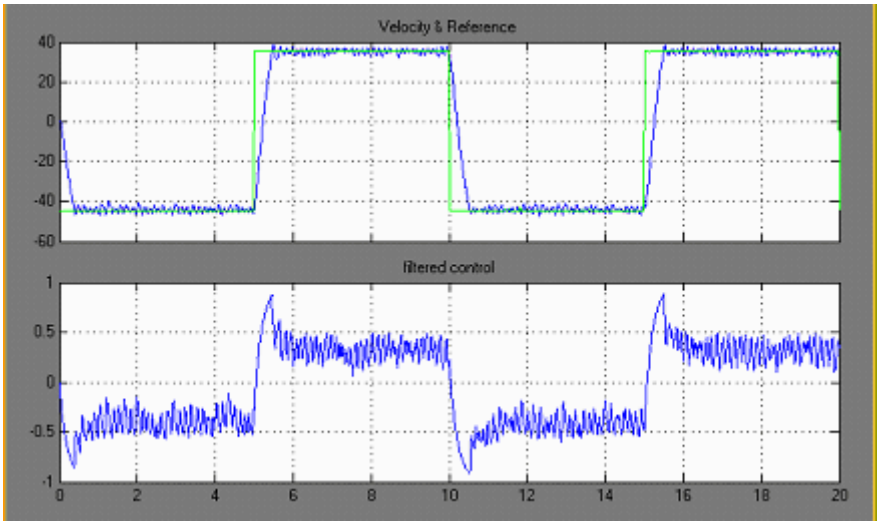


Fig.7

5. CONCLUSION

The described nonlinear systems can be successfully controlled by means of optimization methods for control algorithm adjustment, where the global methods do not require initial approximation to guarantee system stability. This can be useful in the process of teaching control theory. Still, of significant importance are the correspondence of the model with the object, as well as the proper limits for the synthesis – e.g. for the adjustable parameters and the control values. Other global optimization methods (of simulated annealing, direct search, etc.) have also been tested and the results obtained are similar to those of the genetic algorithms.

REFERENCES

[1] (2006) ***Magnetic Levitation System 2EM - User's Manual,*** InTeCo Ltd

[2] John Holland (1975), ***Adaptation in Natural and Artificial Systems***, Ann Arbor MI University of Michigan Press

[3] Gembicki, F.W. (1974), ***Vector Optimization for Control with Performance and Parameter Sensitivity Indices***, Ph.D. Dissertation, Case Western Reserve Univ., Cleveland, OH

Author: Asparuh Markovski, PhD, Assistant Prof. Ph.D. at the technical University - Sofia; *email: agm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ДИСКРЕТЕН ФИЛТЪР НА ВИНЕР ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА СКОРОСТТА НА ВЯТЪРНА ТУРБИНА

Огняна Огнянова, Елена Хараланова

Резюме: *Представен е дискретен закон за управление на скоростта на вятърна турбина с цел извличане на максимална енергия от вятъра. При зададена спектрална характеристика на скоростта на вятъра, се определя дискретен регулатор с минимална средноквадратична грешка при отчитане на ограничения наложени от обекта.*
Ключови думи: *управление на вятърна турбина, филтър на Винер, управление с променлива скорост, дискретно управление на вятърна турбина*

DISCRETE WIENER FILTERING APPLICATION IN WIND TURBINE SPEED CONTROL

Ognyana Ognyanova, Elena Haralanova

Abstract*: This paper aims to present the optimal discrete control strategy for maximization of the energy capture. At first are discuss a calculation of spectrum on wind. Then, the problem of optimal controller with minimum mean – square error is presented in discrete realization.*

Keywords: *control wind turbine system, Wiener filtering, variable speed control, discrete control for wind turbine*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Вятърните генератори са тези източници, при които стохастичният характер на скоростта на вятъра определя и променливия характер на отдаваната от тях мощност към електроенергийната система (ЕЕС). При този променлив характер е особено важно да се извлича максималната енергия от вятъра (при наличие на разрешение за такъв режим от общосистемния регулатор) или работа на частична мощност според заданието на общосистемния регулатор. Това означава, че системата за управление на вятърната турбина трябва да отработва променливо задание по мощност или по скорост.

Работа при променливата скорост на ротора води до възможността да се максимизира извличаната енергия, намаляване на механичните усилия върху валовата линия и подобряване на качеството на изходната мощност [6]. Нелинейният характер на аеродинамичната подсистема, стохастичният характер на вя-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

търа, определят задачата за проектиране на системата за управление като стохастична и нестационарна. Стохастичният характер на вятъра (полезния сигнал) е основание за приложение на филтъра на Винер за определяне на структурата и параметрите на управлението.
В настоящата работа се разглежда приложимостта на теорията за оптимална филтрация в дискретно време при снтеза на алгоритми за управление на вятърна турбина.

2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА ЗА СИНТЕЗ НА ДИСКРЕТЕН ФИЛТЪР НА ВИНЕР

Синтезът на дискретен филтър на Винер се основава на минимизация на обобщената средноквадратична грешка на система- $M[\varepsilon^2(kT_0)]$, която се формира като разлика от изходите на еталонната система - y_0 и на реалната система- y:

$$\varepsilon(kT_0) = y_0(kT_0) - y(kT_0) \tag{1}$$

при наличие на шум- $n(t)$ в получената информация за полезния сигнал –$s(t)$. Обобщената грешка, изразена чрез тегловните функции на реалната - $w(kT_0)$ и еталонна - $w_0(kT_0)$ дискретни системи [2] има следния вид:

$$\varepsilon(kT_0) = \sum_{i=1}^{\infty}[w_0(iT_0) - w(iT_0)]s(kT_0 - iT_0) - \sum_{i=1}^{\infty} w(iT_0)n(kT_0 - iT_0) \quad , \tag{2}$$

Това представяне е в основата на извеждането на математическа зависимост между средноквадратичната грешка, корелационните функции на входните въздействия и спектралните им плътности [3]:

$$M[\varepsilon^2(kT_0)] = R_{y0}(0) - 2\sum_{i=0}^{\infty} w(iT_0)R_{y0x}(iT_0) + \sum_{i=0}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty} w(iT_0)w_0(qT_0)R_x(qT_0 - iT_0) \tag{3}$$

където $R_{y0}(mT_0)$ е корелационната функция на еталонния сигнал; $R_{y0x}(mT_0)$- взаимна корелационната функция между входния сигнал на реалната система и еталонния изход; $R_x(mT_0)$ - корелационната функция на входния сигнал на реалната система, който е адитивна сума от полезния сигнал -$s(t)$. и шума- $n(t)$.
При статистически независими полезен и шумов сигнал, взаимните корелационни функции и съответно спектралните им плътности са равни на нула, от където се извежда и следният израз за изчисляване на средноквадратичната грешка, чрез спектралните плътности на входните въздействия [2]:

$$M[\varepsilon^2(kT_0)] = \frac{1}{2\pi j}\oint_{|z|=1}\left[|W_0(z) - W(z)|^2 S_s(z) + |W(z)|^2 S_n(z)\right]z^{-1}dz \tag{4}$$

С $W_0(z)$ се означава предавателната функцsия на зададеното преобразуване на полезното входно въздействие (при $W_0(z)=1$ - възпроизвеждане на полезния сигнал), а с $W(z)$ - предавателната функция на реалната система; $S_s(z)$ е дискретната спектрална плътност на полезния сигнал (скоростта на вятъра), а $S_n(z)$- дискретната спектрална плътност на шума.
При вятърни генератори работещи с променлива скорост, желаната скорост на въртене на ротора се задава по един от двата начина [5],[6]:

- $\omega_{ref} = \dfrac{\lambda_{opt}}{R} V$ при средна скорост на вятъра $\bar{v} \le 16$ m/sec
- $\omega_{ref} = \omega_{\max}$ при средна скорост на вятъра $\bar{v} > 16$ m/sec.

Следователно при скорости на вятъра $\bar{v} \le 16$ m/sec. може да се приеме, че

$$W_0(z) = \frac{\lambda_{opt}}{R}, \tag{5}$$

където λ_{opt} е коефициент, при който аеродинамичния момент и отдаваната мощност имат максимална стойност, а R е радиусът на витлото.

Оптималната физически реализуема система с отчитане на функционални ограничения, се изчислява с израза (6) [2],[4]:

$$W_{on}(z) = \frac{E(z)}{\varphi(z)E(z^{-1})} \cdot \left[\frac{W_0(z)S_S(z)E(z^{-1})}{\varphi(z^{-1})} \right]_+ \tag{6}$$

където $\varphi(z)$ и $\varphi(z^{-1})$ се получават след факторизация на сумата от спектралните плътности на полезния и на шумов сигнали, т.е.

$$S_s(z) + S_n(z) = \varphi(z)\varphi(z^{-1}), \tag{7}$$

където полюсите и нулите на $\varphi(z)$ са разположени в единичната окръжност, а на $\varphi(z^{-1})$ -извън нея.

Частта $\left[\dfrac{W_0(z)S_S(z)E(z^{-1})}{\varphi(z^{-1})E(z)} \right]_+$ се получава чрез сепарация на израза в средните скоби на физически реализуема част и физически нереализуема (неустойчива) част. $E(z)$ е неминималнофазовата част от неизменната част на системата, а $E(z^{-1})$ - еквивалентен минималнофазов израз.

Отчитането на амплитудните ограничения модифицира израза (6) във вида:

$$W_{\tilde{n}}(z) = \frac{E(z)}{\varphi(z)E(z^{-1})Y(z)} \cdot \left[\frac{W_0(z)S_S(z)E(z^{-1})}{\varphi(z^{-1})Y(z^{-1})} \right]_+ \tag{8}$$

където е в сила $K(z) = Y(z)Y(z^{-1})$, а функцията К отразява ограничението по амплитуда на една или няколко входни величини - $K(z) = 1 + \eta \left| \dfrac{1}{W_i(z)} \right|^2$, η е неопределен множител на Лагранж [2],[4].

При зададена предавателна функция на неизменната част на реалната система, регулаторът или управляващта част на могат да се получат от съотношението (9):

$$W_k(z) = \frac{W_{opt}(z)}{W(z)\left(1 - W_{opt}(z)\right)} \tag{9}$$

където с отчитането на функционалните ограничения при оптималната система е гарантирана устойчивата работа на управляващата част.

3. СИНТЕЗ НА ФИЗИЧЕСКИ РЕАЛИЗУЕМ ДИСКРЕТЕН ФИЛТЪР НА ВИНЕР

Полезният сигнал е скоростта на вятъра и неговата спектрална плътност (за бързо променящата се съставка) може да се се получава като Фурие преобразуване от корелационна функция от вида (10):

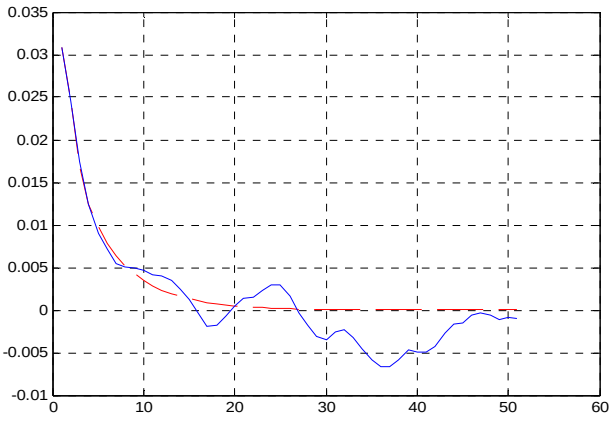
$$R_x(\tau) = a_1 e^{-\alpha_1 t} + a_2 e^{-\alpha_2 t} \tag{10}$$

където параметрите $a_1, a_2, \alpha_1, \alpha_2$ се намират от оптимизационна процедура, търсеща минимум на средноквадратичната грешка между еталонна корелационна функция и описаната с (10). Еталонната корелационна функция е получена с числена процедура от зададена реализация на скоростта на вятъра. Стойностите на параметрите след оптимизацията за различни стойности на вятъра са дадени в таблица 1:

Таблица 1

Средна скорост на вятъра- *m/sec*	a_1	a_2	α_1	α_2
V_m=6	0.0138	0.0220	0.0420	0.0420
V_m=8	0.0117	0.0220	0.0478	0.0478
V_m=10	0.0077	0.0242	0.0533	0.0532
V_m=12	0.0100	0.0204	0.0592	0.0591
V_m=16	0.0170	0.0234	0.3574	0.0635
V_m=18	0.0201	0.0204	0.0648	0.3068

Еталонната и апроксимираната корелационни функции за скорост на вятъра 18 *m/sec*. са представени на фиг.1.



Фиг.1. Сравнение на корелационни функции

За спектралната плътност на вятъра се получава израз, описан с (11) [2]:

$$S_s(z) = R_x(z) + R_x(z^{-1}) + R_x(0) \Rightarrow$$

$$S_s(z) = \frac{(a_1 - a_1 d_1^2)z}{(z - d_1)(1 - z.d_1)} + \frac{(a_2 - a_2 d_2^2)z}{(z - d_2)(1 - z.d_2)} \qquad (11)$$

$$d_1 = e^{-\alpha_1 T_0},$$

където : $d_2 = e^{-\alpha_2 T_0}$.

Шумът - *n* се приема за бял шум, с който се отчитат неточности в измерванията и влиянието на неизмерими странични смущения и се задава със спектрална плътност от вида $S_n(z) = N / T_0^{\,2}$.

Като се отчете и постоянната (бавнопроменящата се) съставка в скоростта на вятъра за спектралната плътност се получава израз (12):

$$S_s(z) = \frac{Vm^2 z}{(z-1)(1-z)} + \frac{(a_1 - a_1 d_1^2)z}{(z - d_1)(1 - z.d_1)} + \frac{(a_2 - a_2 d_2^2)z}{(z - d_2)(1 - z.d_2)} \qquad (12)$$

При зададените спектрални плътности на полезния сигнал и на шума за оптималната система се получава предавателна функция от 4-ред с параметри, зависещи от средната скорост на вятъра. В таблица 2 са дадени изразите за $W_{onm}(z)$ в зависимост от средната скорост V_m.

Таблица 2

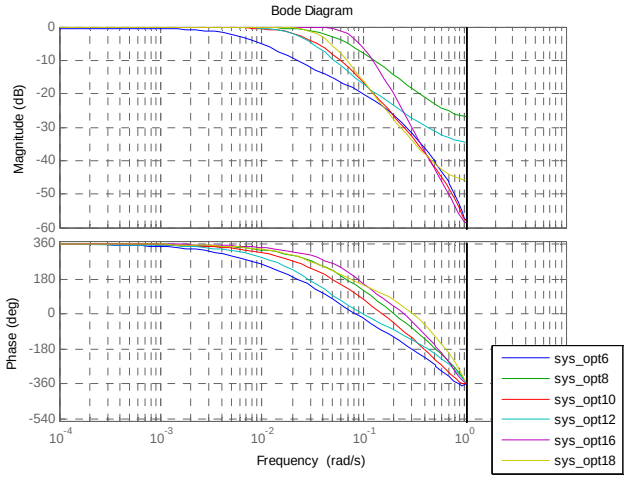
V_m=6 *m/sec*	$W_{onm}(z) = \frac{0.018z^3 - 0.029z^2 - 0.005z + 0.016}{z^5 - 3.08z^4 + 3.5z^3 - 1.73z^2 + 0.31z - 2.8e^{-5}}$
V_m=10 *m/sec*	$W_{onm}(z) = \frac{0.006z^3 - 0.015z^2 + 0.003z + 0.009}{z^5 - 2.83z^4 + 2.95z^3 - 1.33z^2 + 0.22z - 7.3e^{-6}}$
V_m=16 *m/sec*	$W_{onm}(z) = \frac{0.0004z^3 - 0.005z^2 + 0.018z + 0.01}{z^5 - 2.398z^4 + 2.05z^3 - 0.69z^2 + 0.062z - 8.19e^{-7}}$

На фиг.2 са показани семейството на честотните характеристики на затворената оптимална система за различни стойности на скоростта на вятъра, а на фиг.3 са показани семейството преходните характеристики на затворената оптимална система

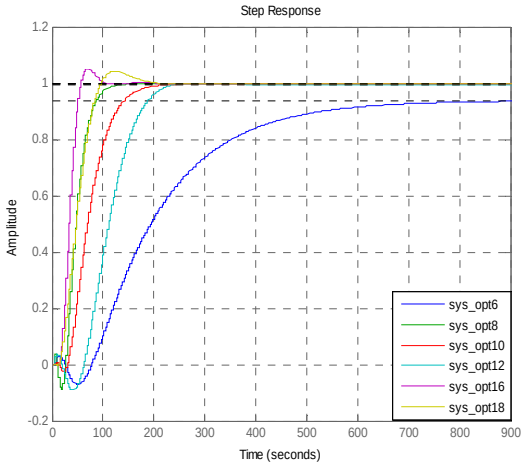
При синтеза са отчетени:

функционални ограничения от вида: $E(z) = z - n_1$, където abs(n_1)>1 ;

амплитудни ограничения $M[u^2(kT_0)] < 20 grad^2$.

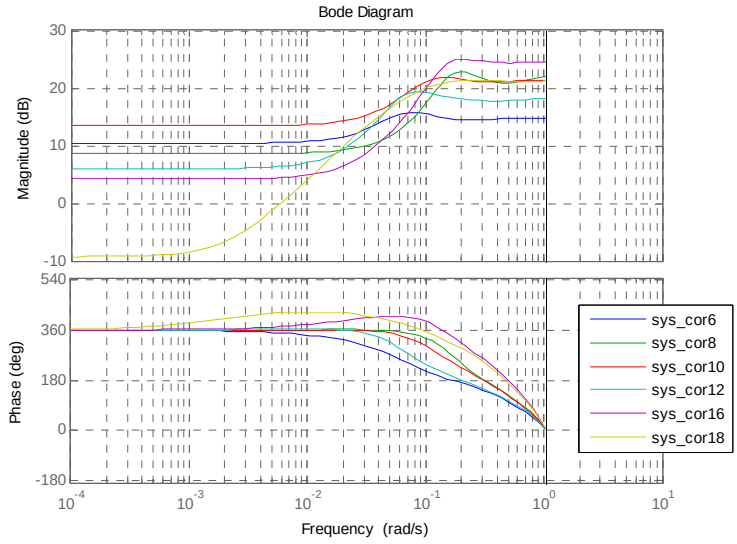


Фиг.2. Честотни характеристики на оптималните системи



Фиг.3. Преходни характеристики на оптималните системи

На фиг.4 са показани честотните характеристики на коригиращото звено при различните стойности на скоростта на вятъра.



Фиг.4. Честотни характеристики на корегиращите звена

За всички стойности на скоростта на вятъра оптималната система запазва астатизма си.

4. СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ

За изследване на процесите в системата вятърен генератор е използван симулационния модел изграден и описан в [3].

Данните за конструктивните парамери на турбината са взети от [3] и [7].

За реализирането на оптималната система се изчислява предавателна функция на коригиращо звено с израза:

$$W_k(z) = \frac{W_{\tilde{n}\tilde{n}\grave{o}}(z)}{W_H(z)(1 - W_{\tilde{n}\tilde{n}\grave{o}}(z))}$$

където с W_H е означена предавателната функция на неизменната част на системата за управление – предаватената функция на ветрогенератора. Както е показано в [3] това е предавателна функция от висок ред с променливи коефициенти. В по – нататъчните изследвания е приет модел от 3 ред, получен от апроксимационна процедура:

$$W(p) = \frac{Km(T_{3m}p + 1)}{(T_{1m}p^2 + 2\xi T_{1m} + 1)(T_{2m}p + 1)} \tag{13}$$

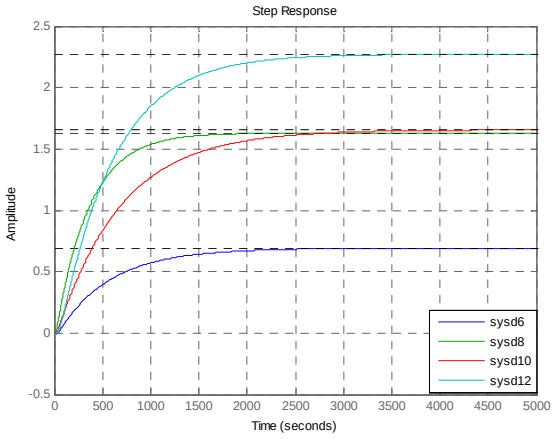
с параметри, зависещи от скоростта на вятъра [3]. Този опростен модел е дискретизирн с такт на дискретизация T_0 = 3s. и са получени дискретни предавателни функции, от вида (14) чиито полиноми са дадени в табл.3.

$$W(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \tag{14}$$

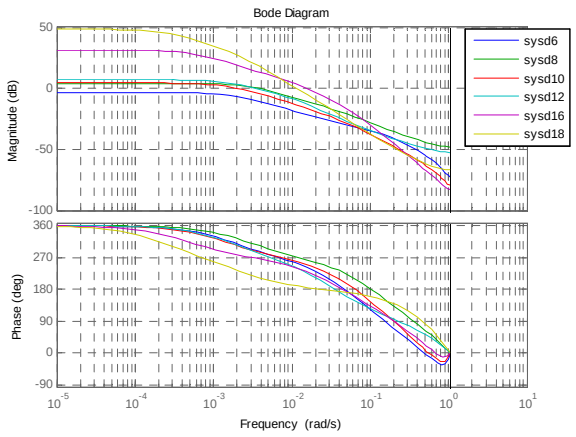
Таблица 3

Vm	b_0	b_1	b_2	a_0	a_1	a_2	a_3
6	0.00144	0.00083	-0.0018	- 0.3713	1.625	- 2.253	1
8	0.00063	0.00866	-0.0057	0.000	0.7414	- 1.739	1
10	0.00061	0.0006	-0.00061	-2.305	1.695	- 2.305	1
12	0.000058	0.0049	-0.00417	0.00001	0.9295	- 1.929	1
16	0.0004597	0.0008	-0.00012	- 0.6636	2.306	- 2.642	1
18	1.261e-07	0.00148	-0.00028	0.000001	0.9928	- 1.993	1

На фиг.5 са дадени преходните функции на дискретизираните модели на ветрогенератора при скорости на вятъра до 12 *m/s*. На фиг.6 са дадени честотните характеристики на дискретните модели:

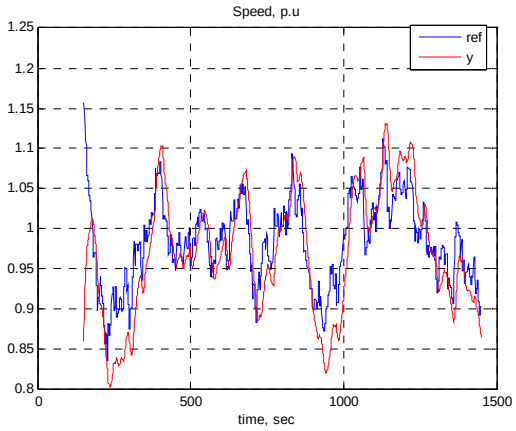


Фиг.5. Преходни х-ки на дискретните модели

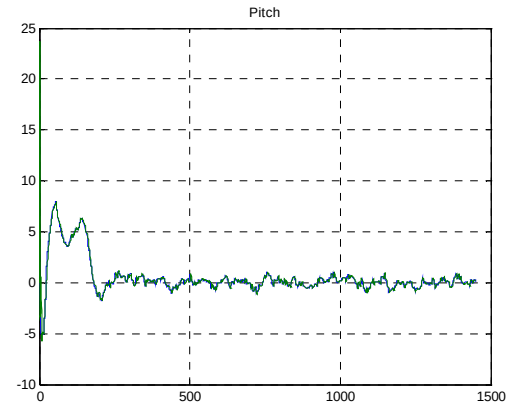


Фиг.6. Честотни х-ки на дискретните модели

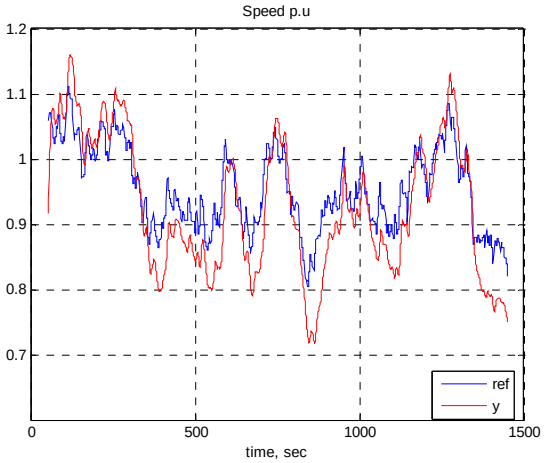
На фиг.7 и фиг.8, фиг.9 и фиг.10 и фиг.11 и фиг.12 са дадени съответно изходния сигнал - скорост на ротора на турбината и управляващото въздействие – ъгъл на лопатките при скорост на вятъра 6 m/sec , 10 m/sec и 16 m/sec.



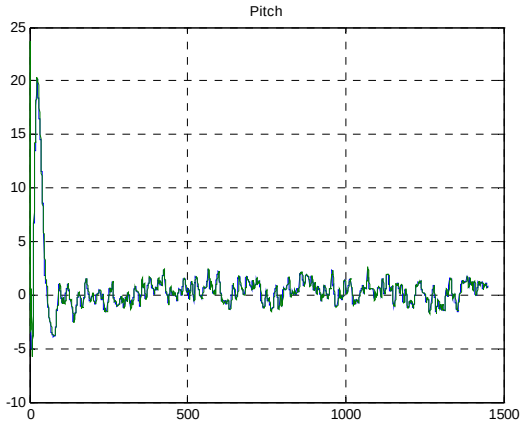
Фиг.7. Скорост на ротора на турбината



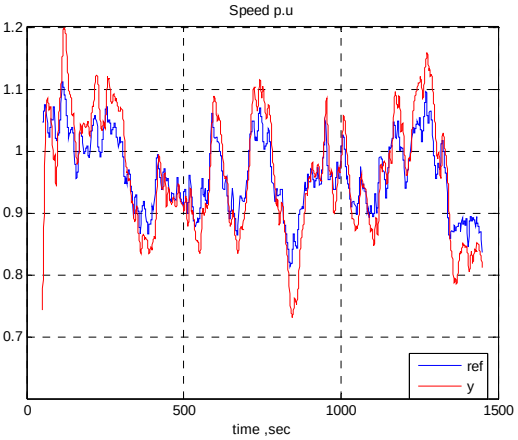
Фиг.8. Управляващо въздействие



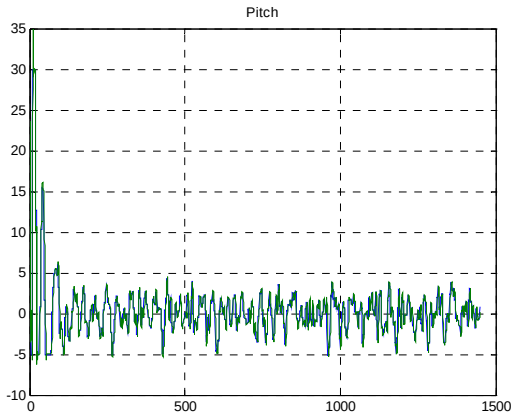
Фиг.9. Скорост на ротора на турбината



Фиг.10. Управляващо въздействие

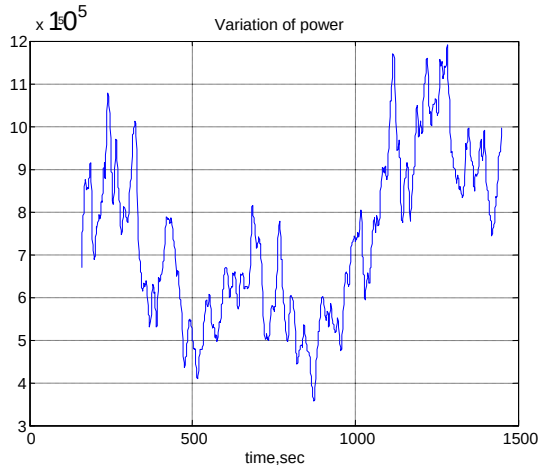


Фиг.11. Скорост на ротора на турбината

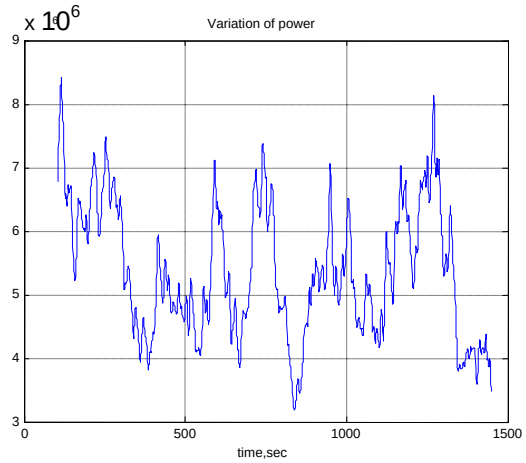


Фиг.12. Управляващо въздействие

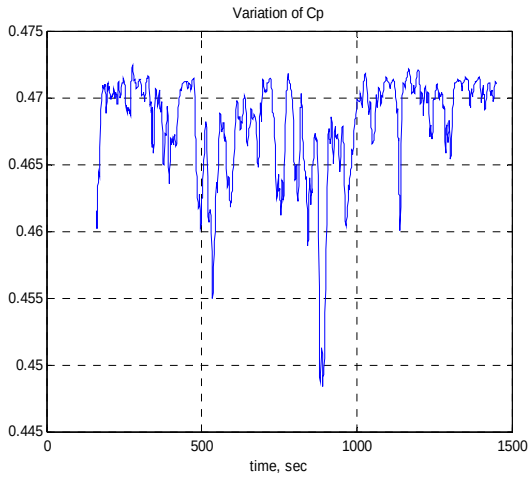
Интерес представлява и проследяването на изменението на мощността на турбина и стойността на коефициента по мощност (c_p) в процеса на работа на турбината. На фиг.13 и фиг.14 са показани съответно изменението на мощността на турбината при скорост на вятъра 8 m/sec. и 16 m/sec. и изменението на коефициента c_p съответно за същата скорост на фиг.14 и фиг.15:



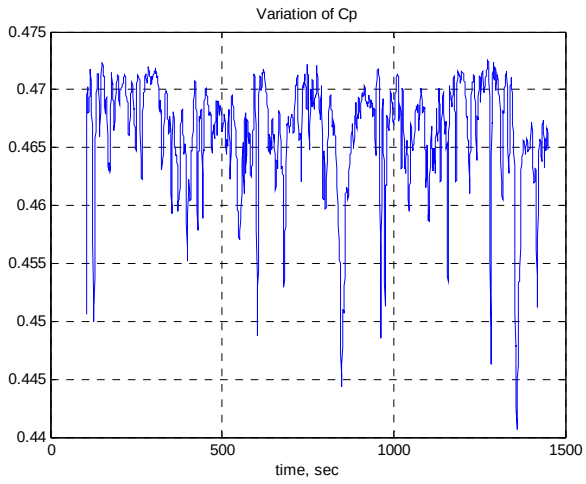
Фиг.12. Изходна мошност при Vm=8m/s



Фиг.13. Изходна мошност при Vm=16m/s



Фиг.12. Изменение на c_p при Vm=8m/s



Фиг.13. Изменение на c_p при Vm=16m/s

От резултатите се вижда, че измененията на коефициента по мощност са много малки и той се поддържа в границата на оптималната стойност 0,46 т.е извлича се максимална енергия от вятъра.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящото изложение е представена задачата за управление на скоростта на ротора на вятърната турбина, посредством изменение на ъгъла на лопатите, като задача за синтез на оптимален регулатор при минимална дисперсия на среднквадратичната грешка. Отченети са и ограничения в големината на ъгъла на лопатките и скоростта на промяната му. От получените резултати може да се твърди, че синтезираните регулатори гарантират зададеното качество на системата за управление при различни стойности на скоростта на вятъра. В бъдещите изследвания е необходимо да се предложи процедура за адаптивна промяна на структурата и параметрите на регулатора в зависимост от скоростта на вятъра за максимално отдадена мощност от ветрогенератора.

БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

[1] Маджаров, Н. "***Теория на автоматичното регулиране 4 том***". ДИ Техника, 1974.
[2] Маджаров, Н. "***Стохастични процеси в системите за управление***". ТУ – София, 1993.
[3]Огнянова, О., Хараланова, Е., Пулева,Т. „***Моделиране на система за преобразуване на вятърна енергия***" - International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'09 29.09 – 4.10. 2009, Sofia, Bulgaria.
[4] Колос М., Колос И. „***Методы линейной оптимальной фильтрации***" , Издательство Московского Университета , 2000.
[5] Munteanu I., "***Optimal Control of Wind Energy Systems - Towards a Global Approach*** ", Springer, 2008
[6] Bianchi F., et al., "***Wind Turbine Control Systems***"- Springer, 2007
[7]Iov, F., Hansen, A.,"***Wind Turbine Blockset in Matlab/Simulink***"

Автори: Огняна Огнянова, маг.инж. от Технически Университет София – катедра „Системи и управление" - Факлутет Автоматика; Елена Хараланова, доц. д-р от Технически Университет София – катедра „Системи и управление"- Факлутет Автоматика, *email: elhar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р Е. Гарипов

МОДЕРНИ РАЗПРЕДЕЛЕНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ И МОНИТОРИНГ (SCADA)

Николай Балджиев

Резюме: *В работата са описани разпределени системи за управление - ново поколение SCADA отговарящо на съвременните изисквания и технологии. Даден е пример с подобна SCADA система, базирана на отворени и доказани IP технологии, като в същото време решава проблема на малките и средните компании не разполагащи с ресурси за специфична комуникационна инфраструктура. В статията е показан пример сравнение на традиционна SCADA система и разпределена SCADA система използвани в хранилище за горива.*
Ключови думи: *разпределени системи за управление, SCADA, PLC, RTU, ERP, комуникационна инфраструктура*

MODERN DISTRIBUTED SCADA SYSTEMS

Nikolay Baldzhiev

Abstract: *In the work the new generation of controls systems SCADA providing contemporary solution for the developing requirements and technologies are described. Example of Distributed SCADA System, based on open IP technologies is given, in the same time resolving the problem of communication structure. Case study and compare of Traditional and Distributed SCADA applied on fuel farms is given.*

Keywords: *methods Distributed Control Systems, SCADA, PLC, RTU, ERP, communication infrastructure*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Системите за мониторинг и контрол (SCADA) са широко разпространени във всички сектори на промишлеността, индустрията, енергетиката и други отрасли. Чрез SCADA системите не само се управлява дадена автоматизирана система/и или процес/и, но и се събира информация от всички входни и изходни точки на системата. Събраната информация се обработва, записва в база данни, след което може да се анализира, филтрира и да се представи във формата на отчет. В днешните SCADA системи извличане на информация и последващата обработка и анализ е почти стигнало до нивото на ERP (Enterprise Resource Planning) - ресурси, планиране, финансови отчети. Тенденцията на развитие показва, че границата между разпределените SCADA и ERP системите се размива.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

В индустрията нуждата от разпределени системи за управление непрекъснато расте. Изискванията са за много бързо намиране и разрешаване на проблемите изникващи по управляваната система. Организациите по контрол (Екологични, замърсяване, трудови, безопасност и т.н.) имат стриктни изисквания и налагат големи глоби, когато те не се спазват. Изискванията за отчитане пред подобни организации са многократно повишени в последните години и тези дейности се извършват от компаниите с ограничен бюджет и фиксиран брой хора. От своя страна дори и медиите за разпространение на информация търсят сензациите и са готови на всичко, за да съобщят или публикуват грешки или проблеми, застрашаващи сигурността на хората, свързани с обектите на управление. Традиционните SCADA системи, с тяхната сложна архитектура, специфични особености (различни за всеки производител) не могат да отговорят на днешните очаквания и изисквания. Нужен е нов и съвременен метод за контрол и мониторинг. При някои средни и малки производства/компании много често има отдалечени цехове или процеси, за които цената на SCADA системата плюс цената за комуникационната инфраструктура е много висока. Традиционните системи обикновено използват специфичен комуникационен протокол за връзка с контролера за управление (PLC-Programmable Logic Controller), както и специфичен кабел за връзка. Това изисква изграждане отново на комуникация към контролерите, дори и вече да има изградена мрежова връзка. В разпределените SCADA системи, комуникацията е базирана на IP технологии и те могат да използват съществуващата мрежова инфраструктура.

2. СЪСТАВНИ ЧАСТИ НА SCADA СИСТЕМА

Една система трябва да има следните съставни части, за да може да се дефинира като SCADA:

- Сензори
- Изпълнителни механизми
- Контролер (PLC), RTU, микроконтролер или специализирано за нуждите PC, с реално-времева операционна система
- Локален SCADA софтуер върху компютър/сървър и база данни или Data Logger
- Централизиран SCADA софтуер върху компютър/сървър и база данни

Също така SCADA системите са многонивови и могат да бъдат категоризирани:

- Ниво 1 - Сензор + Изпълнителни механизми
- Ниво 2 - PLC/RTU/Microcontroller/Embedded PC
- Ниво 3 - SCADA софтуер локално ниво
- Ниво 4 - SCADA софтуер централизирано ниво
- Ниво 5 - Отдалечен достъп през интернет

Сензорите и изпълнителните механизми са свързани с цифровия контролер посредством директна връзка или АЦП/ЦАП конвертори. Когато системата изисква различни алгоритми за управление, автоматизиран/ръчен режим и т.н. обикновено тази логика се реализира, като се програмира контролер тип PLC, микроконтролер, или специализиран софтуер върху PC. Когато алгоритмите за управление са реализирани върху PC (SCADA), може да се използва RTU (Remote Terminal Unit). Това е програмируемо комуникационно устройство, което приема сигнали от сензорите и може да предава сигнали към изпълнителното устройство. Следващото ниво е SCADA софтуерът на локално ниво, който е реализиран върху сървър или вградено PC. За силно свързаните системи - изискващи непрекъсната комуникация, трябва SCADA софтуерът да работи под операционна система за реално време. SCADA софтуерът филтрира, анализира входните данни и ги записва в база данни. В много случаи се използва и централизиран SCADA софтуер, който обединява всички данни от различните локални бази данни. При сегашните мобилни устройства и безжични комуникации отдалечен достъп до SCADA може да се осъществи чрез смартфон/таблет.

3. СРАВНЕНИЕ МЕЖДУ ТРАДИЦИОННА SCADA СИСТЕМА И РАЗПРЕДЕЛЕНА SCADA В БАЗИ ЗА СЪХРАНЕНИЕ НА ГОРИВА

Тук ще бъде направено качествено сравнение между традиционна и разпределена SCADA система за управление на големи складове за течни горива. Базите за съхранение на горива са географски отдалечени една от друга, което прави невъзможно използването на една SCADA система. Ръководствата на фирмите очакват да има възможност за централизирано наблюдение на всички бази от централния офис. Всяка една база се състои от десетки резервоари с различни типове горива, измервателни и изпълнителни механизми. Температура, налягане в резервоар, атмосферното налягане, височина на водния и горивния стълб са едни от многото параметри, които се измерват за всеки резервоар. Всяка минута показанията на сензорите трябва да бъдат записани в база данни. Системата трябва да обработи и запише показанията, като филтрира невалидните данни, след което да преизчисли отчетите за наличностите. Ръководството има изискване данните да се съхраняват поне две години, затова специален алгоритъм за филтриране на данни се използва при записването им в базата данни. На фигура 1 е показана схема на два варианта на реализирането на подобна система. Отляво е показана традиционна SCADA система, отдясно разпределена SCADA система. Основните различия при двете системи са в ниво 2 и 3. Ниво 1, 4 и 5 са еднакви. Традиционната SCADA използва RTU за връзка към изпълнителните механизми и сензори и SCADA софтуерът от ниво 3. Ниво 1 се състои от обекта на управление и наблюдение - резервоари, както и изпълнителни механизми - спомагателни помпи, шлюзове, така и измервателни устройства и масови разходомери. Комуникацията между RTU и сензори се осъществява чрез комуникационни линии. Връзката между RTU и SCADA софтуер обикновено е реализирана чрез серийна връзка. SCADA софтуерът през определено време прави запитвания за стойностите на дефинираните обекти в системата и след

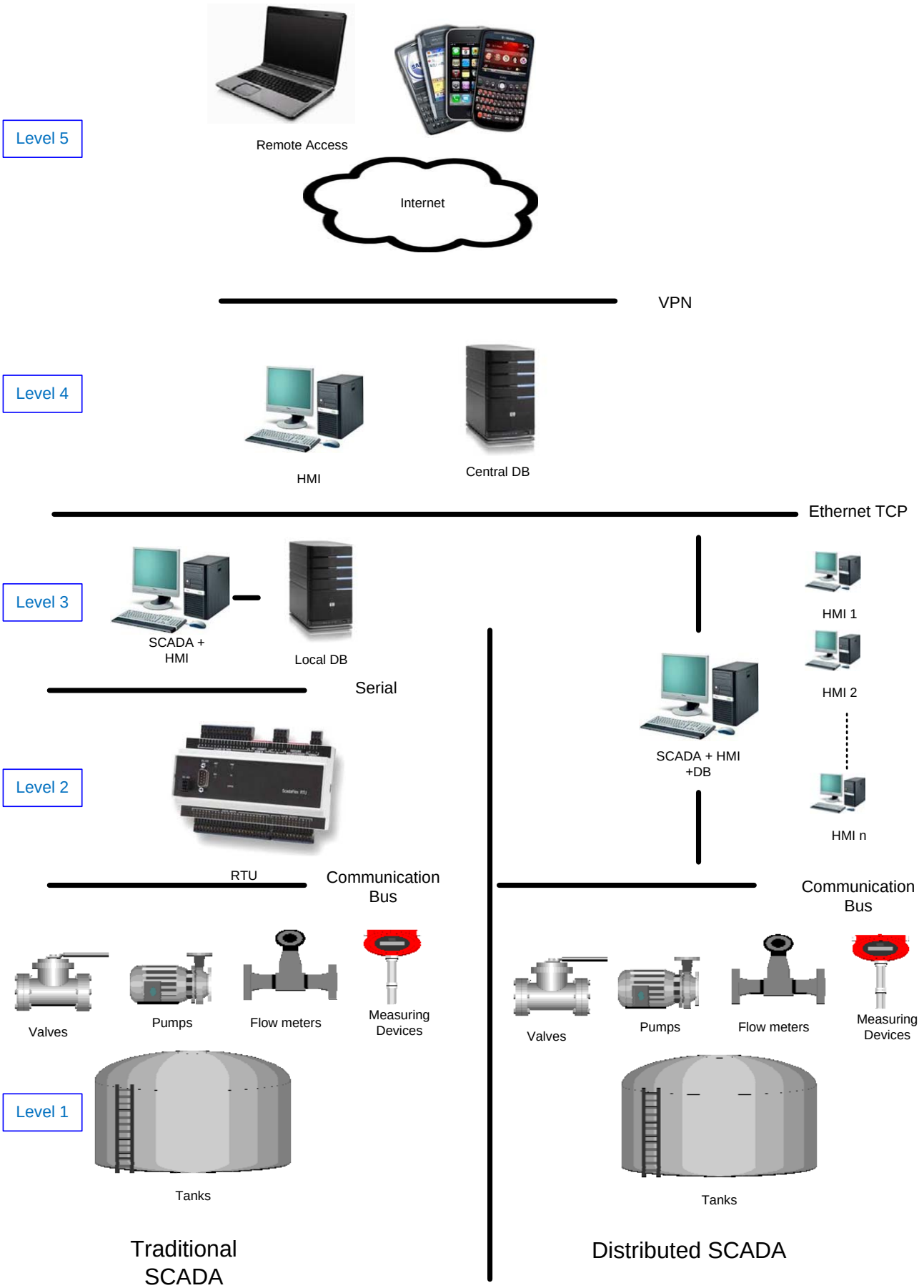
като RTU поучи запитването, връща последните стойности. Тези данни се вкарват в специално пригоден сървър (Local DB). Друга основна част от SCADAта това е HMI - Human Machine Interface - това е софтуерът за потребителския интерфейс. Чрез него операторите могат да наблюдават или да управляват процеси. Един от недостатъците на традиционна SCADA система, е че може да се свърже само един HMI към едно RTU. Това означава че ако има нужда от няколко интерфейса на SCADA- за управление и мониторинг, трябва да се използват няколко RTU-та или специализирани такива. Следващото ниво е централизираната SCADA система и база данни. От ниво 3 до ниво 4 се използва обикновено Ethernet TCP връзка. Поради съображения за сигурност, връзките между отделните бази и централизираният сървър са осъществено посредством виртуална мрежа - VPN - Virtual Private Network. В повечето случаи, централизираният SCADA софтуер, позволява използването на Уеб интерфейс, през специални канали в интернет, така че части от функционалността на SCADA свързани с мониторинга, да могат да се наблюдават и от смартфони, таблети или друг тип интернет устройства.

Реализацията на разпределената SCADA е значително опростена, ниво 2 на практика липсва. Компютърът, върху който работи SCADA софтуерът, е снабден със специализирана комуникационна платка, която практически замества напълно RTU устройството. Върху компютърът работи софтуер, наречен SoftPLC, който може да бъде програмиран подобно на PLC, но има много повече комуникационни възможности. Този софтуер съчетава в себе си две основни неща:

- Интерпретатор на програми - изпълнява предварително написани програми за управление на обекта

- Комуникационен сървър - обикновено е TCP базиран сървър, чрез който други приложения могат да се свързват към него използвайки определен комуникационен протокол - най често OPC или друг.

Благодарение на вградения комуникационен сървър, е възможно свързването на много операторски станции HMI към един сървър. Също така позволява свързването на отдалечени HMI през интернет към SCADA системата. Това позволява създаването на много по-гъвкави решения и повече възможности за управление и наблюдение. Като един от недостатъците на разпределените SCADA системи може да се посочи времето и нивото на трудоемкост за програмиране и конфигуриране. Но с развитието на софтуерните среди за програмиране, инструментите за конфигурация и програмните среди стават все по лесни и достъпни за инженер който не е специализиран в програмиране или IT.



Фигура 1. Структура на класическа и разпределена SCADA система

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Традиционната реализация на SCADA, в комбинация с RTU или PLC може да бъде много сложна и непреодолима задача за решаване, имайки предвид изискванията, времето и разходите за хардуер, интеграция и вграждане. Използване на разпределена SCADA система има много предимства и ползи в сравнение с традиционното решение:

- Значителни намалени разходи за хардуер
- Опростяване на системата като се елиминира едно от нивата
- Опростено програмиране и конфигуриране - само на едно място
- Единен софтуер за разработка и поддръжка на системните функции
- Без зависимост от централизираният SCADA софтуер
- Възможност за множество HMI, без нужда от допълнителен хардуер
- Повторно използване на вече изградена комуникационна инфраструктура.

ЛИТЕРАТУРА

[1] DiNanno J. (2011), ***Distributed SCADA Technology.*** http://www.cse-semaphore.com/Distributed-SCADA.pdf

[2] Angelov C. K., Ivanov I. E., "***Formal Specification of Distributed Computer Control Systems (DCCS). Specification of DCCS Subsystems and Subsystem Interactions***". Proc. of the International Conference "Automation & Informatics'2001", May 30 - June 2, 2001, Sofia, Bulgaria, vol. 1, pp. 41-48.

[3] Evgeniev I., Gueorguiev V. E. (2004), "***Formal Methods for System Design***", Information Technologies and Control, 4.

Автор: Николай Георгиев Балджиев, Лаборатория за Съвременни системи за управление, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет – София; *email: nikolay.baldzhiev@gmail.com*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

МЕТОДИ ЗА ОЦЕНКА И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ПРОМЕНИТЕ В ОБЕКТ НА УПРАВЛЕНИЕ С БАВНО ИЗМЕНЯЩИ СЕ ПАРАМЕТРИ

Велизар Бодурски

Резюме: *В статията са разгледани различни методи за оценка на настъпващите изменения в параметрите на обекти с бавно изменящи се параметри. Като предложените решения са приложени към специфичен пример на такива обекти и получените оценки от прилагането на един от описаните методи.*
Ключови думи: *методите за оценка и идентификация на промените на бавно изменящи се параметри на обект*

METHODS FOR EVALUATION AND IDENTIFICATION OF CHANGES OCCURING IN CONTROLLED OBJECTS WITH SLOWLY CHANGING PARAMETERS

Velizar Bodurski

Abstract: *In this paper several methods for evaluating and identifying slowly changing parameters' changes of controlled objects throughout system's operational lifetime. Demonstrated is the applicability of one of the proposed methods to experimental setup in order to evaluate the observed changes between tested samples.*

Keywords: *methods for evaluating and identifying controlled object's parameter changes.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

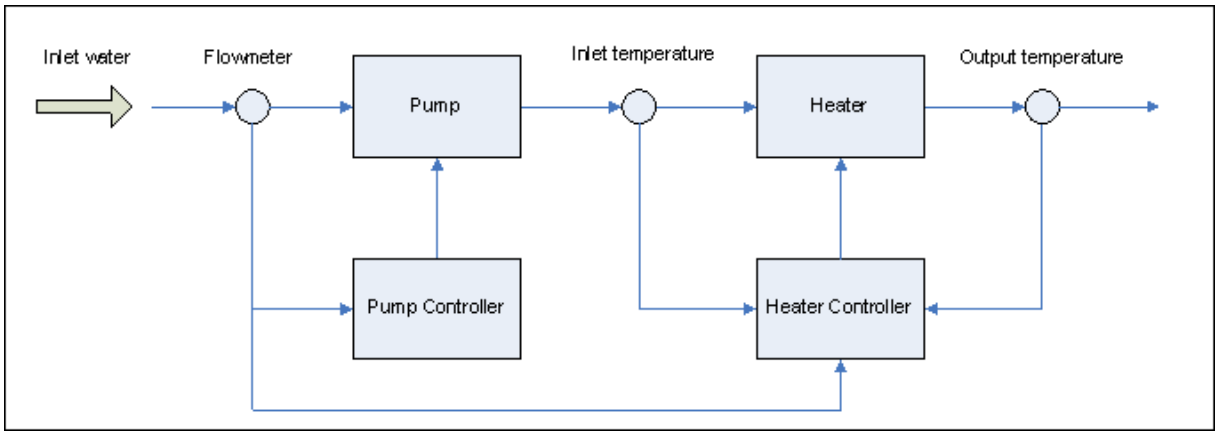
В представения материал ще разгледаме методи за оценка на измененията в параметрите на управляван обект, настъпващи в периода на продължителна експлоатация. Изследваната системата има като основна функция да извършва циклична операция през нерегулярен интервал от време. Продължителността на всеки цикъл е съкратена (работно време в рамките на 1 минута). В резултат от цикличния характер на работа на системата параметрите на обекта на управление променят стойностите си с напредване на експлоатационния период. Със завършването на всеки следващ работен цикъл това води до натрупване на остатъчен материал върху изпълнителния механизъм. В резултат на тези натрупвания изпълнителният механизъм постепенно променя параметрите си и се влошва на качеството на управлението. Целта на изложеното решение е да се постигнат две функции:

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

- Компенсиране на влиянието, оказвано от натрупания остатъчен материал върху изпълнителния механизъм – на базата на броя извършени работни цикли.
- Идентифициране на влиянието, оказвано от натрупания материал върху изпълнителния механизъм чрез прилагане на автоматизирана процедура по само-идентификация.

2. ОПИСАНИЕ НА СТРУКТУРАТА НА РАЗГЛЕДАНАТА СИСТЕМА



Фигура 1. Структура на обекта за управление

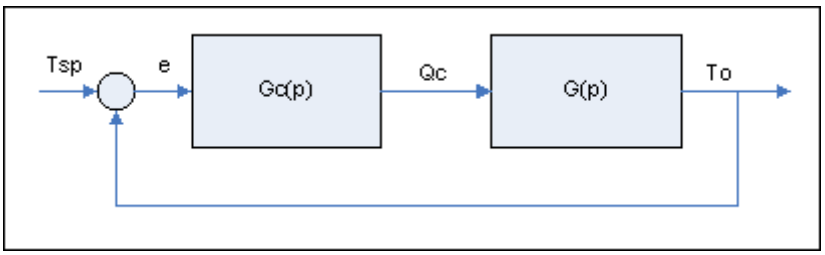
Разглежданата система е изградена от следните елементи:

- Помпа
- Нагревател
- Температурни сензори отчитащи температурата на входната и изходната вода
- Сензор за отчитане на скоростта на изпомпване на водата
- Многорежимно управляващо устройство, което подава управляващи въздействия към помпата и нагревателя със следните задачи за управление:
  - Дозиране на зададено количество вода
  - Извършване на дозацията със зададена скорост
  - Постигане на зададена изходна температура.

3. ОПИСАНИЕ НА УПРАВЛЯВАНИЯ ОБЕКТ

Обектът в чийто параметри настъпва изменение в процеса на експлоатация на системата е нагревателя. Методът на работа на този обект е чрез преминаване на вода през нагревателя настъпва топлинен обмен, с основна цел температурата на изходната вода да съответства на зададената температура.

Структурата на затворената система е показана на фиг.2. С цел получаване на модел на процесите протичащи в нагревателя – моделираме нагревателя като топлообменна система [1].



Фигура 2 Структура на разглежданата САУ

За целта ползваме уравнение за баланс на енергията в системата. Количеството топлина въведено в системата е равно на сумата количеството топлина натрупана и количеството топлина изведено от системата:

$$\Delta T_h = T_h - T_i$$

$$Q_c = \frac{\Delta T_h}{R_h} + dm.c_w.\Delta T_h + C_h \frac{\Delta T_h}{\Delta t} \qquad (1)$$

където:

- Q_c - топлинната енергия генерирана в нагревателя;
- $T_h[°K]$ - температура на нагревателя – този параметър не може да бъде наблюдаван – поради конфигурацията на точките на измерване на температурите в системата. За нуждите на синтезиране на САУ приемаме че $T_h = T_o$, където T_o е температурата на изхода на системата;
- $T_i[°K]$ - температура на входящия флуид, приемаме че тази температура съвпада с температурата на околната среда;
- $R_h[\frac{°K}{W}]$- топлинно съпротивление на материала отделящ нагревателя и флуида в системата;
- $C_h[\frac{W}{°K}]$ - топлинен капацитет на нагревателя;
- $c_w[\frac{W}{g.°K}]$- специфичен топлинен коефициент на водата;
- $dm[\frac{g}{s}]$- скорост на флуида през системата.

В резултат получаваме следния модел на обекта:

$$W(p) = \frac{T_o(p)}{Q_c(p)} = \frac{1}{C_h p + (dm.c_w + 1/R_h)} \qquad (2)$$

В процеса на функциониране на системата върху нагревателя се отлага и натрупва варовик, като в резултат на този процес настъпва изменение в R_h - топлинно съпротивление на работната повърхност отделяща нагревателя и протичащия флуид.

Изискванията към реализираната САУ включват минимизиране на продължителността на преходния процес на установяване на изходната температура. Необходимо разликата между зададената температура и температурата на изходната вода да бъде минимална. За тази цел системата реализира автоматен модел,

при който в работния цикъл се разделя на отделни времеви фази на работа, като всяка отделна фаза прилага съответен регулиращи метод с цел постигане на различна цел на управление:

- Регулатор работещ в отворената система с цел първоначално кондициониране на температурата на нагревателя, преди помпата да бъде активирана и да стартира процеса на дозиране.
- Регулатор за управление в установено състояние, който е проектиран на база очакването, че нагревателя е кондициониран в температурен обхват близък до очакваната изходна температура.
- Регулатор за управление температурата в процеса на приключване на работния цикъл.

Поради спецификите на реализираните регулатори в съществуващата система – настъпилите изменения на топлинното съпротивление на работната повърхност на нагревателя не могат да бъдат измерени или оценени в процеса на работа, поради отсъствие на сензор отчитащ температурата на нагревателя. Също така отрицателното влияние на това изменение не може да бъде напълно компенсирано от използваните регулатори, поради кратката продължителност на работния цикъл. Поради тези причини е необходимо дефинирането на алтернативни методики за компенсиране и намаляване на влиянето върху качеството на работата на системата. С тази цел в процеса на анализ и изследване на възможностите стигаме до следните варианти:

- Компенсиране на натрупаните отлагания без обратна връзка – целта е получаване на оценка на натрупаните отлагания на базата на броя завършени работни цикли. Това решение има няколко слабости, които ще бъдат разгледани по-долу.
- Процедура за оценка на натрупаните отлагания чрез периодично провеждане на идентификационни експерименти – реализиране на специализирана тестова процедура, чрез която системата да изпълнява самоидентификация. В резултат, без намеса на потребителя – системата би имала възможност да коригира параметрите на управлението и да поддържа постоянно качеството на управление при продължителна експлоатация на системата.

4. КОМПЕНСИРАНЕ НА НАТРУПАНИТЕ ОТЛАГАНИЯ БЕЗ ОБРАТНА ВРЪЗКА

Чрез този метод имаме възможност сравнително лесно да се реализира предсказване количеството очаквани натрупвания в зависимост от броя завършени работни цикли. Процедурата по калибрация на този метод включва експериментална проверка за КПД на нагревателя в зависимост от броя направени работни цикли, като в случая няма значение продължителността на всеки отделен цикъл, а единствено броя завършени цикли. Основна слабост на това решение е наличието на значителна зависимост от характеристиките на използваната вода. При

наличие на значителни количества на варовик в използваната вода (твърда вода), отлаганията са значително по-големи и проектираната компенсация е неефективна. В другият случай, ако отсъстват минерали във водата (поради филтрация или друга обработка), отново компенсацията допуска значителна грешка и води по-скоро до внасяне на допълнителни шумове в работния режим на системата. Поради тези причини тази методика не бива да бъде основополагаща, а да се ползва само като междинно решение. Не бива да се дава значителна тежест върху резултатите на тази методика, за да не се получи значително отклонение в качеството на затворената система.

5. ПРОЦЕДУРА ЗА ОЦЕНКА НА НАТРУПАНИТЕ ОТЛАГАНИЯ ЧРЕЗ ПЕРИОДИЧНО ПРОВЕЖДАНЕ НА ИДЕНТИФИКАЦИОННИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

Целта на тази процедура е получаване на оценка на КПД на нагревателя. Вследствие, на базата на тази оценка, управляващото въздействие подавано към нагревателя може да бъде коригирано с цел компенсация на намалената ефективност на нагревателя.

Ключов момент при реализирането на това решение е необходимостта да се отчете вариацията между отделните нагреватели. Производителят на нагревателите задава определен толеранс на параметрите на доставяните нагреватели, в резултат всеки нагревател се характеризира със собствено КПД, което варира в определени граници. С цел идентифициране на началното КПД на нагревателя е необходимо провеждането на начален идентификационен експеримент, при който системата да оцени състоянието на нагревателя в начално състояние, без никакви натрупани отлагания – по този начин имаме възможност да се постигане на автоматична калибрация на системата чрез определяне на ефективността на нагревателя спрямо очакваната номинална мощност. След провеждането на този експеримент системата разполага с информация за параметрите на използвания нагревател, на базата на която да се предприемат стъпки с цел компенсиране евентуално влошени в процеса на експлоатация характеристики.

Допълнителни условия при провеждането на описания по-долу експеримент за само-идентификация, които е необходимо да бъдат съблюдавани от системата, при анализ на допустимост/валидност на резултатите от проведения експеримент са:

- Системата да бъде в установено състояние преди започване на експеримента, т.е. температурата на нагревателя, сензорите за входна и изходна температура да бъдат със стайна температура. Ако експеримента бъде проведен при неустановено състояние на системата – резултатът ще покажат завишена оценка на КПД на системата, поради по-благоприятните работни условия, в които е извършен експеримента.

Процедурата по провеждане на идентификационния експеримент чрез подаване на единично стъпаловидно въздействие на нагревателя[2], стъпките за реализиране на процедурата са:

1. Стартиране на помпата при изключен нагревател, поддържа се постоянна скорост до завършване на идентификацията.
2. Пет секунди след активиране на помпата се стартира нагревателя с максимална мощност.
3. След дозиране на достатъчно количество вода – помпата и нагревателя се изключват и експериментът е завършен.

6. КОЛИЧЕСТВЕН КРИТЕРИЙ ЗА ОЦЕНКА НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА НАГРЕВАТЕЛЯ

Целта на идентификационния експеримент е да бъде определена ефективността на трансфер на топлина между нагревателя и протичащия флуид, формално това може да бъде получено въз основа на (1) и измерване на T_h, но тъй като това измерване е невъзможно, е необходимо на база съществуващите измервани величини да бъде направена оценка за ефективността на реализирания топлообмен. За тази цел оценяваме количеството енергия, която се поема от преминаващия флуид, и на базата на сравнителен анализ на резултатите от извършените експерименти можем да определим степента на изменение на параметрите на нагревателя в процеса на експлоатация. За тази цел дефинираме количествен критерий чрез уравнението за оценка на количеството енергия, което се поема от изходящия флуид при преминаването му през системата [3]:

$$\Delta Q = dm.\Delta T.c_w \qquad (3)$$

където:

$\Delta T = T_{out} - T_{in}[^{\circ}C]$ – разлика в температурите измерени на изхода и на входа на системата.

$\Delta Q[\frac{J}{s}]$ – количество енергия, което се отнема от изходящата вода при преминаването ѝ през системата.

$c_w[\frac{J}{g.K}]$ – специфичен топлинен капацитет на флуида. За вода специфичния топлинен капацитет при 15^0C е $4.1855\frac{J}{g.K}$.

$dm[\frac{g}{s}]$- скорост на флуида през системата.

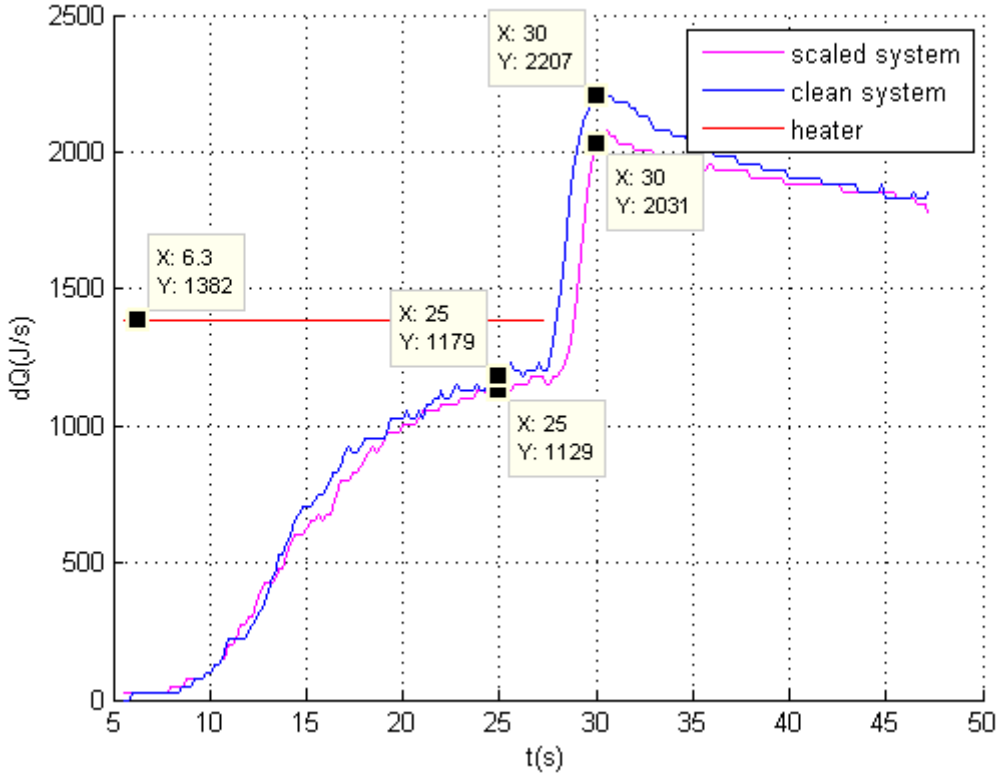
7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

С цел оценка на ефективността на предложената методика провеждаме идентификационния експеримент върху два тестови образеца:

Образец № 1– нов нагревател с минимален брой завършени цикли

Образец № 2 – нагревател с множество завършени работни цикли, с натрупани отлагания върху работната повърхост.

На базата на проведените експерименти получаваме резултатите показани на фиг.3 и таблица 1. Експериментът е извършен чрез подаване на максимална мощност на нагревателя, която в направените експерименти е 1382 J/s.



Фигура 3 Резултати от проведени идентификационни експерименти

От получените резултати показани на фиг.3 се вижда, че преходния процес в изследваните системи съвпада напълно в началният момент, но в последствие при достигане на работен режим се получава разминаване, което се дължи именно на разликата в ефективността на топлообменна в разгледаните образци.

От проведените експерименти избираме две референтни точки, в които ясно може да бъде направено сравнение на поведението на разгледаните обекти. В следващата таблица са дадени резултатите за избраните точки (съответно за t = 25 sec и t = 30 sec).

	T_{out} °C	T_{in}, °C	ΔT ,°C	$c_w[\frac{J}{g.K}]$	$\Delta Q[\frac{J}{s}]$
Чиста система (t = 25 sec)	71	24	47	4.191	1172
Калцирана система (t = 25 sec)	67	22	45	4.188	1129
Чиста система (t = 30 sec)	112	24	88	4.233	2207
Калцирана система (t = 30 sec)	103	22	81	4.226	2031

При разглеждане на получените резултати виждаме, че разгледаната система преминала през множество работни цикли има влошен коефициент на топлообмен, което намалява ефективността ѝ в работен режим. При оценка на разликата между двете системи получаваме следните резултати:

За t = 25 sec – разликата в изхода между двете системи е 43 $[\frac{J}{s}]$.

За t = 30 sec – разликата в изхода между двете системи е 176 $[\frac{J}{s}]$

Разгледаните две точки се различават по това, че при t = 25 sec системата е в работен режим в процес на изпомпване на вода през нагревателя. В момента t = 30 sec системата е в покой, помпата и нагревателя са изключени и натрупаната енергия в нагревателя се освобождава, в резултат водата налична в нагревателя в този момент поема максимално количество енергия - достатъчно, за да промени фазното ѝ състояние в пара и тази пара да премине през изходния температурен сензор.

При проектиране на компенсационните техники е необходимо да бъдат отчетени и двата получени резултата (за разгледаните моменти t = 25 sec и t = 30 sec) – за различните режими на работа на управляващия модул. За регулатора на използван при управление в установено състояние на системата – е необходимо да бъде отчетено смущението наблюдавано в t = 25 sec. За регулатора управляващ режима на завършване на работния цикъл е необходимо да бъде отчетен резултатът наблюдаван в t = 30 sec, за да може системата да бъде доведена в правилно заключително състояние.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представени бяха различни методи за оценка на настъпващите изменения в параметрите на управлявания обект, на база изложените анализи и експериментални резултати може да се направят следните изводи:

1. При строго дефинирани работни условия на системата методът за оценка на изменението на параметрите без обратна връзка може да бъде полезен и с достатъчно добра точност, за да осигури предсказване с достатъчно добра точност за поддържане на постоянно качество на управление.
2. Изложения алгоритъм за само-идентифициране на настъпващите промени в параметрите на управлявания обект дава достатъчно добър критерий за проследяване на настъпващите промени при работа на управлявания обект при неопределени работни условия.

На базата на резултатите от описаната процедурата по само-идентификация в бъдеще ще бъде разработено компенсиращо звено с цел разширяване на управляващите алгоритми в съществуващата система.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop **Modern Control Systems**, 11th Edition

[2] Гарипов Е. **Идентификация на системи** ТУ - София, 2004

[3] Cao, Eduardo **HEAT TRANSFER IN PROCESS ENGINEERING,** The McGraw-Hill Companies, Inc, 2007.

Автори: Велизар Трендафилов Бодурски, Лаборатория за Съвременни системи за управление, катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, *email: velizar.bodurski@gmail.com*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн Петко Петков

ТЕНДЕНЦИИ В РАЗВИТИЕТО НА УПРАВЛЯВАЩИТЕ СИСТЕМИ ЗА АВТОМАТИЗАЦИЯ

Емануил Марков

Резюме: *Целта на работата е да направи обзор в областта на софтуерно-базираните логически контролери (SoftPLC) и програмируемите контролери за автоматизация (PAC) и да ги сравни с традиционните PLC контролери. Тъй като PLC може да се счита за „стара" технология те са разгледани повърхностно и се използват като база за сравнение. SoftPLCs и PAC технологиите трябва да са способни да изпълняват същите задачи като стандартните PLC, както и да предоставят набор от нови възможности (паралелна обработка, обработка на сигнали с интегрирани DSP и FPGA модули).*
Ключови думи: *програмируеми контролери за автоматизация, системи за управление, операционни системи за реално време, многоядрени системи за управление*

THE FUTURE OF AUTOMATION CONTROL SYSTEMS

Emanuil Markov

Summary*: This work is meant to give an overview over the field of software based logic controller (SoftPLC) and programmable automation controllers (PAC), and to some extent compare them to traditional PLCs. Since the PLCs can be considered "old" technology not much effort is put into the inner workings of these and they are used more as a reference. SoftPLCs and PACs should be able to perform the same tasks in the same ways as ordinary PLCs and provide a lot of new possibilities (parallel processing, integrated DSP and FPGA).*
Keywords: *Programmable Automation Controllers, control systems, Real-Time Operating Systems, Multicore control systems*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години интеграцията между различните системи за управление става все по-важна. PLC контролерите се свързваха към компютрите с цел събиране на данни през най-различни екзотични интерфейси.

С навлизането на софтуерно базираните PLC работещи върху обикновен компютър, както и на PLC работещи с реално времева операционна система част от проблемите бяха решени чрез използването на стандартни интерфейси между софтуерните системи.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Софтуерно базираните PLC дават голяма гъвкавост при реализация на самостоятелни и по-специално на движещи се машини. Един компютър с вграден екран може да бъде достатъчен за управление и наблюдение на машина или на поточна линия от оператор, диагностика, изчисления навигация, съхранение на данни и т.н.

В това решение обаче лесно се забелязват следните проблеми: Нормалните операционни системи за настолни компютри не са направени за работа в реално време и трябва да се правят допълнения към софтуера. Също така надеждността на персоналните компютри не е достатъчна за работа в агресивни условия или за реализиране на отказо-устойчиви системи.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЯ

PLC: Програмируем логически контролер. Произхождат от програмируеми релета със специализиран микроконтролер. В момента повечето системи имат възможности за комуникация, работа с аналогови входове и изходи, и цифрово управление.

SoftPLC: Софтуер реализиращ PLC работещ върху компютър с операционна система с общо предназначение.

PAC: Програмируем контролер за автоматизация комбиниращ гъвкавостта и възможностите на компютърно базирана система за управление с надеждността и наличието на входно изходни интерфейси на PLC.

OPC: Индустриален стандарт за връзка и обмен на данни между софтуер и хардуер за автоматизация.

SCADA: Supervisory Control And Data Acquisition. Система за събиране на данни от системата за автоматизация към мрежата на компанията, даваща възможност за супервайзорски контрол от по-високо ниво.

MES: Manufacturing execution system. Система за измерване и контрол на операциите във фабриката. В този контекст тя служи като връзка между системата за автоматизация и системата за планиране на ресурсите на предприятието (ERP).

3. ИСТОРИЯ

През 80-те години системите за управление използвани в производствените системи бяха DCS (цифрова система за управление), PLC и различни специфични вградени системи. От тогава постепенно ролята на DCS системите бива иззета от PLC контролери с разширителни карти.

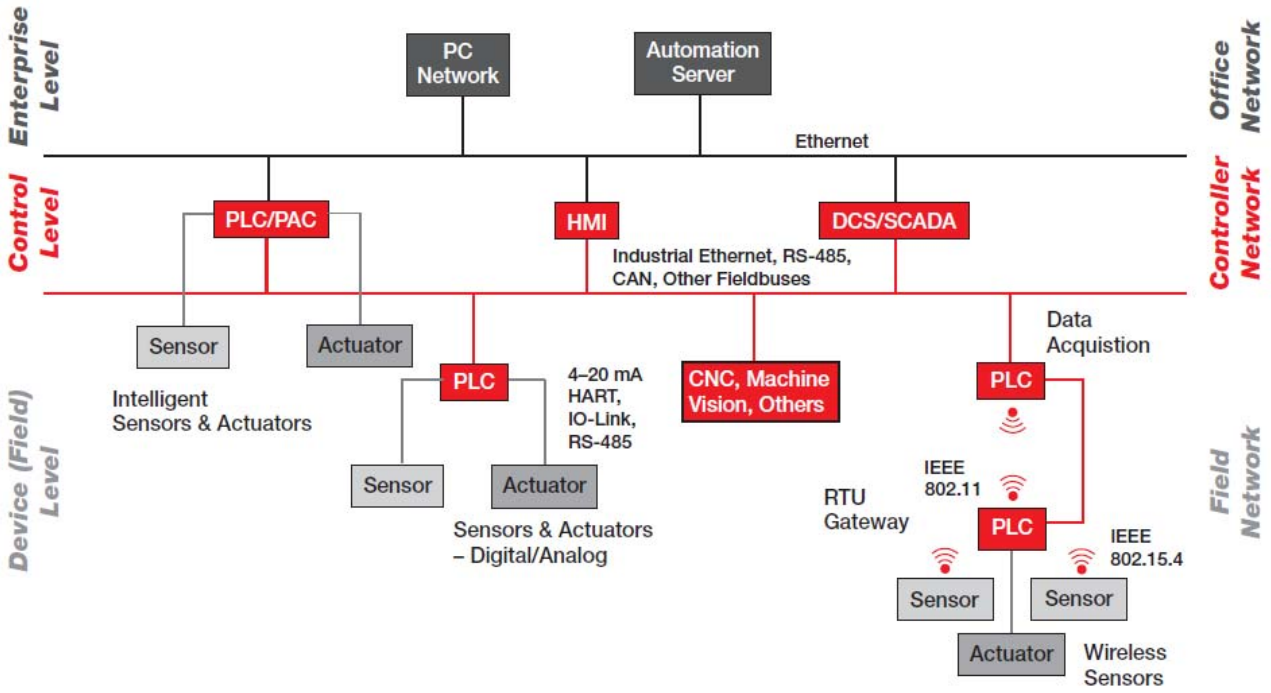
PLC контролерите са базирани на микропроцесор изпълняващ специализирана програма съхранена в постоянната му памет. Програмния цикъл е точно определен и съответно времето за отговор на изходите на системата е точно предсказуемо.

Благодарение на относителната простота на PLC контролерите, в сравнение с персоналните компютри, те са известни с тяхната надеждност.

В последното десетилетие нуждата от свързване на PLC системите с други системи става една от основните насоки за развитие. Това започва с нуждата контролерите да могат да работят с компютърно базирани операторски интерфейси и в последствие се развива до оперативна съвместимост със други системи за

управление и отчетност на предприятието. В началото на десетилетието операторските интерфейси бяха специализирани блокове, комуникиращи с PLC по серийна връзка, но развитието на персоналните компютри ги направи много популярно решение за операторски интерфейс. Когато данните достигнат до компютъра те могат да бъдат лесно разпределяни към други системи например по Ethernet мрежа с TCP/IP протокол. Докато PLC контролерите обикновено са затворени системи и могат да бъдат програмирани само с осигурените от производителя инструменти, от страна на персоналните компютри е избрана относително отворена архитектура позволяваща лесното използване на стандартни компоненти и протоколи, като например OLE for Process Control (OPC) за взаимодействие между софтуерните системи [1].

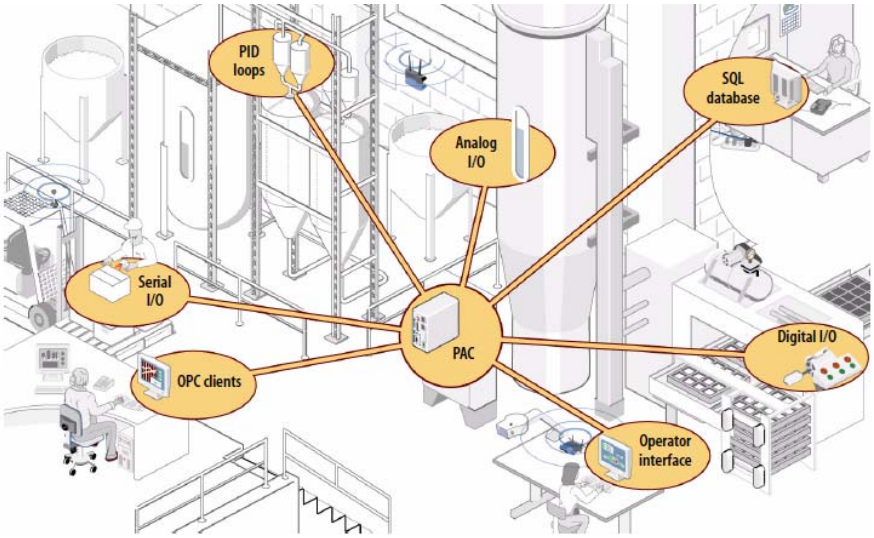
Развитието на полевите мрежи и интелигентните входно-изходни устройства направи възможно персоналния компютър да играе ролята на контролер, изпращайки команди по полевата мрежа директно до сензорите и изпълнителните механизми. Това е особено ефективно в приложения, където има нужда едновременно от управление и от събиране на данни. За целта върху компютър, свързан към полевите устройства през съответната полева мрежа (PROFIbus, CAN и т.н.) се инсталира SoftPLC софтуер. Компютърът играе ролята на централна станция за програмиране, наблюдение и операторско работно място. Възможностите предлагани от полевите мрежи позволяват и разпределението на управляващото приложение върху различни управляващи компютри, както и реализирането на различни смесени решения според нуждите на специфичната задача (фиг. 1).



Фигура 1. Типова архитектура на връзка между различните нива на системите за автоматизация [2]

Производителите на устройства за автоматизация отговарят на увеличените изисквания на съвременните индустриални приложения като създават устройства които съчетават предимствата на стриктно определения PLC стил за управ-

ление на машини и процеси с гъвкавостта на конфигуриране и възможностите за интеграция на компютърно базираните системи (фиг.2).



Фигура 2. Приложение на програмируемите контролери за автоматизация [3]

4. ХАРДУЕРНА РЕАЛИЗАЦИЯ

Производителите и потребителите на средства за автоматизация поемат по два основни пътя.

Първият е заместване на традиционното PLC с компютър с интерфейсни карти за полевите мрежи използвани в системата за автоматизация. Компютъра контролира процесите изпращайки съобщения до подчинени контролери, интелигентни входно-изходни устройства, сензори и изпълнителни механизми.

Софтуера за компютъра обикновено е компилиран за специализирана реално времева операционна система или за операционна система с общо предназначение, но имаща реално времево ядро или реално-времеви разширения. В последните години голямо внимание се обръща на Windows CE .Net, която притежава реално-времеви възможности и в същото време големи части от Windows библиотеките, което например прави разработването на потребителски интерфейси лесно. Windows CE системите са разработени за вграждане в OEM продукти, което дава възможност изгледа и функционалността им да бъдат конфигурируеми [4].

Други операционни системи с реално-времеви разширения са RTLinux и разширения за Windows XP, като Ardence RTX или HyperKernel от Nematron за Windows 2000.

Компютъра сам по себе си може да бъде обикновен настолен компютър или устойчив индустриален компютър (обикновено предпочитано решение въпреки относително високите цени на подобен клас устройства). Индустриалните компютри често са снабдени с вграден екран (или вградени в екран), а понякога и с клавиатура, което ги прави компактни и удобни за употреба.

При липсата на еднозначно решение за употреба на PLC или компютър за решаване на сложни проблеми, инженерите започват да изискват от производителите на оборудване възможност да комбинират развитите софтуерни възможности на персоналните компютри с надеждността на индустриалните контролери. Това дава възможност за навлизането на програмируемите контролери за автомати-

зация (PAC). За да се изпълняват сложни функции като бързо събиране на данни, ПИД управление и т.н. типичните PLC базирани системи за управление изискват добавянето на допълнителни и често скъпо струващи разширителни модули. Програмируемите контролери за автоматизация имат тези възможности вградени по подразбиране.

Разширените софтуерни възможности изискват не само софтуер, а също и увеличаване на хардуерните ресурси на контролерите. Производителите в момента ползват индустриални версии на процесори за изчисления с плаваща запетая, DRAM (оперативна памет при която всеки бит се съхранява в отделен кондензатор, масово използвана в съвременните PC), устройства за съхранение на данни като Compact Flash и бързи Ethernet чипове. Това дава възможност на производителите да разработват по-мощен софтуер разполагащ с гъвкавостта и широката приложимост на PC базираните системи за управление, работещи върху реално-времеви операционни системи. В резултат новите програмируеми контролери за автоматизация комбинират най-доброто от възможностите на PLC и PC [5].

Някои производители разширяват възможностите на PAC отвъд интегрирането на комуникационни интерфейси, аналогова и цифрова периферия. Много индустриални приложения изискват събирането на резултати от измервания с висока скорост, например вибрационни системи или системи за управление на електрическата мрежа. Събраните данни се използват за наблюдение, предсказване на потенциални проблеми от износване или претоварване и за корекция на управляващите алгоритми. В PLC системите тези данни се събират и обработват от специализирани инструменти и се предават на управляващата система по комуникационен протокол. PAC системите от своя страна могат да имат вградени сигнални процесори правещи милиони измервания в секунда и предаващи резултатите директно в системите им за управление. Също така се предлагат PAC с вградени процесори за обработка на изображения, премахващи нуждата от интегрирането различни софтуерни и хардуерни платформи [6].

Бъдещето на PAC системите е тясно свързано с развитието на вградените системи. Пример за това е възможността да се интегрира FPGA чип. FPGA са електронни компоненти използвани от производителите за дефиниране на специфична логика на работа на самия чип позволявайки по този начин да се създават интелигентни нови устройства конфигурируеми от потребителя. FPGA могат да бъдат сравнени с компютър, който вътрешно се преструктурира, за да изпълни възложената му задача. Това дава възможност на инженерите да вграждат изключително време-критични функции в хардуера, като сензори за наблюдение на гранични условия, близост, както и за медицински приложения [7].

5. СОФТУЕРНИ РЕАЛИЗАЦИИ

Софтуера е ключовата разлика между PAC и SoftPLC технологиите спрямо PLC.

Традиционните PLC софтуери започват с надеждна и лесна за употреба архитектура и след това добавят към нея допълнителни възможности. PLC софтуера следва общ модел на сканиране на входове, изпълнение на управляващ код, за-

даване на състояния на изходите. Инженерът трябва да напише само управляващия код, тъй като циклите за сканиране на входовете и опресняване на изходите са скрити.

В развитието на PAC и SoftPLC софтуера могат да се разграничат две основни философии:

Софтуер базиран на PLC философията

Благодарение на натрупания през годините опит тази архитектура се счита за по-лесна и бърза при създаването на системи за управление. Липсата на гъвкавост в тези системи елиминира нуждата инженера да разбира на ниско ниво начина на работа на контролера, за да създава надеждни програми. Повечето PLC производители добавят към съществуващата софтуерна архитектура нови функции, като Ethernet комуникация, управление на задвижвания и други съвременни алгоритми. В същото време те запазват познатото PLC програмиране. В резултат се получава софтуер разработен за да покрие специфични приложения като логическо управление, управление на задвижвания, ПИД, но е по-малко гъвкав за реализиране на специфични задачи като комуникации, събиране на данни или специфични управляващи алгоритми.

Софтуер базиран на PC философията

Традиционните доставчици на PC софтуер предлагат много гъвкави програмни езици, които осигуряват достъп на ниско ниво до работата на хардуера. Този софтуер също предлага надеждност, определеност и стандартни архитектури за управление. Софтуера е изключително гъвкав и подходящ за реализирането на сложни приложения, изискващи структури от данни, специфични програмни техники и контрол на системно ниво, но е сложен за реализирането на прости приложения.

Повечето доставчици на PAC се опитват да предложат хибрид между двете философии, предлагайки опростен PLC интерфейс за основните нужди на инженерите по автоматика, както и развити софтуерни библиотеки за реализиране на сложни задачи.

Според [8], PAC трябва да отговаря на следните изисквания:

• Работа върху една платформа с много области включващи логическо управление, управление на задвижвания, управление на процеси.

• Наличие на единна развойна платформа използваща общо именуване на работните променливи и обща база данни за дефиниране на задачите в различните дисциплини.

• Интегриране на софтуера и хардуера на контролера.

• Наличие на софтуерни инструменти за разработка на управляващи програми които поддържат процес който е разпределен между няколко машини или изчислителни възли.

• Работа в отворени модулни архитектури които отразяват индустриалните приложения.

• Наличие на де-факто стандартите за мрежови интерфейси, езици и протоколи, позволяващи обмен на данни между системи от различни производители.

• Осигуряване на ефективно сканиране на входно-изходната периферия.

6. МНОГОЯДРЕНИ РЕАЛИЗАЦИИ

Многоядрените архитектури предлага много възможности в областта на вградените системи. Въпреки това общността остава резервирана по отношение на използването на многоядрените архитектури за реално-времеви задачи. За целта е необходимо да има добре дефинирана среда, за да се осигури детерминизъм на системата. Необходимо е да има ясно разпределение на ресурсите между различните ядра, така че да е невъзможно да стане заключване, както и да се определи кое ядро за кои приложения отговаря или т.нар. “core affinity”.

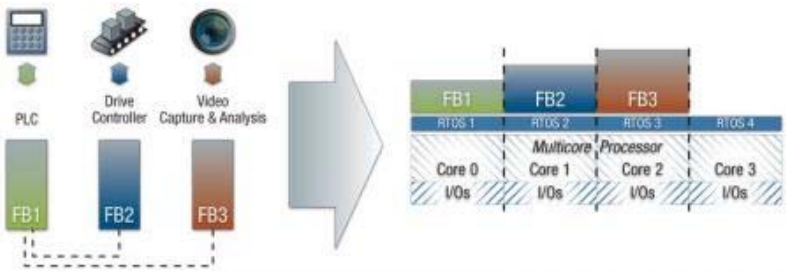
Благодарение на вградените възможности за виртуализация е възможно да се асоциира памет, периферия и прилежащите и прекъсвания към определено процесорно ядро. Също така се осигурява мрежов слой отговарящ за комуникациите между процесите в различните ядра.

С тези технологии разработчиците могат да създадат напълно скалируеми реално-времеви приложения за многоядрени платформи. Такова решение може да направи лесна миграцията от едноядрена към дву- и повече ядрени системи без пълно преработване на приложенията, със запазване на предназначените за тях периферни устройства и ядра за време-критичните задачи.

7. ИЗИСКВАНИЯ КЪМ СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ В МНОГОЯДРЕНИ ПЛАТФОРМИ

Исторически, устройствата работещи с реално-времеви задачи се дефинират като дискретни функционални блокове (ФБ) на системата за управление [12][13]. Всеки функционален блок се реализира на отделен изчислителен възел. Развитието на многоядрените архитектури дава възможност за консолидирането на множество ФБ в една платформа. Това не само намалява цената на системата, но също така осигурява по-ефективно свързване между ФБ и като резултат подобрява производителността и надеждността на системата.

Ако се сметне, че един ФБ се състои от специфични за приложението хардуерни и софтуерни компоненти, както и процесор или контролер за реализиране на функционалността, то многозадачния мениджър трябва да постигне необходимата изолация, за да запази ФБ независими. С използването на техниките за вградена виртуализация всеки ФБ в системата за управление може да бъде назначен към отделно ядро от многоядрената платформа, с заедно със специализираната периферия и управлението на паметта (фиг. 3) [9]. Всяко ядро работи под управлението на индивидуален мениджър (RTOS).



Фигура 3. Функционални блокове пренесени от индивидуални платформи към многоядрена платформа.

Следващата стъпка е да се даде възможност на ФБ да комуникират помежду си. Тази функционалност може да се осигури на приложно ниво в операционната система отговаряща за всеки ФБ. Традиционно това ниво се представя като мрежова услуга или като споделена памет. Мрежовата услуга се реализира лесно, но изпълнението и представлява излишен товар. От друга страна използването на споделена памет, макар и оптимално като производителност, крие рискове от конфликти между различните задачи. За целта трябва да се дефинират приоритети на задачите във всяко ядро, както и мениджър на приоритетите следящ че задачите от всяко ядро се съобразяват с приоритетите на задачите от другите ядра с които комуникират.

8. WINDOWS EMBEDDED COMPACT 7

Последната версия на операционната система Windows CE наричана Windows Compact 7 (за по-кратко - Compact 7) е първата от линията Windows CE, която поддържа многоядрени платформи. Подобренията в Compact 7 започват с пренаписано ядро. Новото ядро на операционната система е с възможност да поддържа до 250 ядра, въпреки че се препоръчва да се ползва с 8 или по-малко ядра. Въпреки това възможността за работа върху много ядра значително подобрява времето за реакция на системата, особено когато системата е натоварена [10].

Compact 7 поддържа ARM, MIPS, както и x86 архитектури. ОС се нуждае от поддържан тип на процесора, RAM, място за съхранение на операционната система, реално-времеви часовник за периодично прекъсване за диспечера на задачите. Всички останали хардуерни решения са оставени на производителите на устройства.

За да се осигури коректната работа на приложения, компилирани за Windows CE 6 и по-стари, всички техни нишки трябва да работят само върху едно ядро. Това предотвратява възможни непроверени ситуации, които могат да възникнат при работа в многопроцесорен режим. Приложения компилирани за Compact 7 могат да разпределят нишките си между всички ядра.

За управлението на множество ядра са осигурени нови библиотеки (API). Приложенията могат да задават принадлежност на нишките си всяка към отделно ядро, както е възможно всички нишки да се насочат към едно определено ядро. При нужда разработчиците могат да изключат ядра, които в определен момент не се ползват с цел пестене на енергия.

Compact 7 има подобрения и в управлението на паметта. Предходните версии на Windows CE поддържаха до 512 Mb. В Compact 7 максималното количество физическа памет е увеличено до 3 Gb. Индивидуалните процеси са ограничени и имат достъп само до виртуалното поле памет достъпно за този процес. Увеличението на достъпната оперативна памет е много полезно за приложения обработващи големи обеми от данни или изображения.

Не на последно място е засегната защитата от изпълнение на зловреден код, като възможности на настолната версия на Windows 7 са пренесени в Compact 7 (Address Space Randomization и Data Execution Prevention) [11].

9. СРАВНЕНИЕ МЕЖДУ РАЗЛИЧНИТЕ АРХИТЕКТУРИ

Таблица 1. Предимства и недостатъци на различните архитектури

Параметър	PLC	SoftPLC	PAC
Интеграция	Съществуват интерфейси за комуникация с PC.	Отлична интеграция с други софтуерни системи използвайки стандартни комуникационни протоколи.	Отлична интеграция с други софтуерни системи използвайки стандартни комуникационни протоколи.
Надеждност	Изключително надеждни.	Неособено надеждни в сравнение с PLC. Операционната система и хардуера на компютъра имат определяща роля.	Надеждни. Разширените софтуерни възможности все пак дават по-големи възможности за допускане на грешки
Програмиране	IEC 61131-3 (с надстройки) Необходим е специализиран софтуер за програмиране от производителя.	IEC 61131-3 (с надстройки). Осигурени са интерфейси за връзка със системата за автоматизация посредством стандартни езици като C, C++.	IEC 61131-3 (с надстройки). Осигурени са интерфейси за връзка със системата за автоматизация посредством стандартни езици като C, C++.
Цена	От много ниска до висока. Операторски или комуникационни интерфейси оскъпяват системата.	От ниска до висока. Приложения имащи нужда от компютър или операторски интерфейс спестяват от споделеното му използване	От ниска до висока. Ценово ефективни за реализиране на по-големи и сложни проекти.

10. ЗАКЛЮЧЕНИЯ

В началото на века изглеждаше, че технологията SoftPLC има голямо бъдеще. Възможността да работи с евтини PC части, стандартни програмни езици и оперативната съвместимост със системи за корпоративно управление, системи за съхранение на данни и т.н. е достатъчно привлекателно за да може постепенно тази технология да измества специализираните PLC. Най-големият проблем пред тази технология е в надеждността на използваните компютри. Факта че се използват в тях стандартни компоненти може да бъде и недостатък, тъй като компонентите не са тествани за съвместимост.

Ситуацията при използване на SoftPLC във вградени системи е съвсем различна. Там тази технология може да замести голямо количество специализирана електроника, и да намали разходите за разработка. Движещи се машини (комбайни, трактори …) могат да има само един бордови компютър, който се грижи за всичко, лесен е за поддръжка и е относително евтин. Въпреки че такъв клас системи не са директно съвместими една с друга използването на стандартни програмни езици осигурява относително лесна преносимост ако определен компютър бъде спрян от производство и трябва да бъде заменен с друг с подобни характеристики.

Увеличената интеграция на производствените системи (автоматика-MES-ERP) налага PLC да стават все по-близки до софтуерните решения. В резултат на това се появяват PAC системите. Въпреки това малки самостоятелни системи без операторски интерфейс осигуряващи критични системи ще продължат да използват специализирани PLC решения.

Предвид очертаните тенденции може да се предположи, че с течение на времето PAC системите ще изместят до голяма степен PLC системите от висок и среден клас. Софтуера за тях тепърва ще се развива, а с разширеното внедряване цените все повече ще се доближават до тези на PLC. Дори в момента за реализиране на приложения свързани с по-сложни управления, голям брой входове/изходи, обработка и събиране на данни, много бързо управление машинно зрение и т.н. и особено за системи, съчетаващи няколко от тези изисквания, PAC е най-доброто възможно решение. На кратко, ако има нужда от система в която участват PLC и PC, е най-добре да се използва PAC.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Harjula M. (2007) , ***SoftPLC vs. PLC***, Automaation tietotekniikan seminaari, Syksy

[2] Texas Instruments whitepaper (2011), ***Programmable Logic Controller Solutions***, http://www.ti.com/lit/ml/slyb180/slyb180.pdf

[3] Opto 22 whitepaper (2006), ***Understanding Programmable Automation Controllers (PACs) in Industrial Automation***, http://www.opto22.com/site/documents/doc_drilldown.aspx?aid=2813

[4] Dicklin R. (2003), ***Windows CE .NET Combines Real-Time Control, HMI and Networking***, RTC Magazine, July 2003

[5] Bell I. (2005). ***The Future of Control***, IEEE Manufacturing Engineer, August/September 2005

[6] Bell I. (2006). ***PACs for Industrial Control, the Future of Control***, http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3755

[7] Hansen F. (2006), ***FPGA Takes Control, "Design & Elektronik"***, issue 10/2006.

[8] Crump D. & Hill D., ***Programmable Automation Controllers Bring Together the Best of PLCs and PCs***, RTC Magazine, January 2010

[9] Grujon C. (2012), ***Harnessing the Potential of Multicore Processors for Real-Time Application***, RTC Magazine, April 2012

[10] Boling D. (2011), ***CE Goes Multicore: Microsoft Windows Embedded Compact 7***, RTC Magazine, January 2011

[11] *http://www.microsoft.com/windowsembedded/en-us/campaigns/compact7/*

[12] Angelov C. K., Ivanov I. E., "***Formal Specification of Distributed Computer Control Systems (DCCS). Specification of DCCS Subsystems and Subsystem Interactions***". Proc. of the International Conference "Automation & Informatics'2001", May 30 - June 2, 2001, Sofia, Bulgaria, vol. 1, pp. 41-48.

[13] Evgeniev I., Gueorguiev V. E., "***Formal Methods for System Design***", Information Technologies and Control, 4, 2004

Автор: Емануил Марков, докторант катедра Системи и управление, лаборатория Съвременни системи за управление Факултет Автоматика, ТУ-София, *email: markov@takt-ltd.com*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн Петко Петков

МЕТОД ЗА АНАЛИЗ НА ПОХОДКАТА НА ПАЦИЕНТИ С ГЛЕЗЕННО-СТЪПАЛНА ОРТЕЗА ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА ЖИРО СЕНЗОРИ

Стефан Карастанев, Михаела Калайджиева, Радосвета Антонова

Резюме: *Статията е ориентирана към приложение на жиро сензори и акселерометри за анализ на походката на пациенти с глезенно-стъпална ортеза (ГСО). Представен е метод за оценяване на положението на сегментите на здрав и ортезиран долен крайник, комбиниращ сензорните сигнали от 3D жироскопи и акселерометри. Получената информация се подлага на допълнителна филтрация с помощта на Калман филтър и се разглеждат методи за калибриране на сензорите. Подбрани са параметрите на дискретизация, според динамичните характеристики на движението на човешките крайници. Получените данни намират приложение в рехабилитацията, ортотиката и протезирането.*
Ключови думи: *жиро сензори, акселерометри, глезенно-стъпална ортеза, анализ на походката*

METHOD FOR GAIT ANALYSIS OF PATIENTS WITH ANKLE-FOOT ORTHOSIS USING GYRO SENSORS

Stefan Karastanev, Mihaela Kalaidjieva, Radosveta Antonova

Abstract: *The paper is oriented in application of gyro sensors and accelerometers in gait analysis of patients with ankle-foot orthosis (AFO). The method is presented an estimation of body segment orientation of healthy and lower limb orthotic combined the sensor signals of 3D gyroscopes and accelerometers. The obtain data with additional filtration with Kalman filter is processed and methods for calibration of sensors is discussed. The discretization parameters are selected according to dynamic characteristics of human lower limbs movements. The received data was applied in rehabilitation, orthotics and prosthetics.*
Key words: *gyro sensors, accelerometers, ankle-foot orthosis, gait analysis*

1. INTRODUCTION

The classic biomechanical motion analysis includes learning of the causes of motion (active forces, torques and limitations imposed) and motion characteristics (centre of mass position, trajectory, forces and accelerations, moments of inertia). Different methods and devices for experimental analysis and measurement of forces, torques, linear and angular translations, velocities and accelerations by contemporary biomechanics are used. One of the widespread methods is preliminary marking of

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

definite anthropometric points of the human body segments (and areas) and their 3D movement registration as function of time.

With the development of sensor technology and gait data analyzing techniques are investigates kinematics, kinetics and dynamics of lower limbs, improves the locomotion and makes a comparison in normal and clinical conditions. Resent technical assisting devices like orthoses and prostheses are served for improvement of the gait and reduced the high-energy cost as well as preserved of the dynamic walking balance.

In the cases of neurological disorders (cerebral palsy, insult, spinal cord injury), muscular-skeletal disorders (traumas, age changes) and pathologies of the ankle-foot complex can result in abnormal gaits and commonly treated with orthoses to partially compensate functional loss. For increasing stability and mobility of the ankle different type of orthoses are used. The most popular types are hinged orthoses and without hinge technical assistance devices. The orthoses without hinge correct and immobilize the joint, i.e. they are typical passive orthoses. For supporting of the ankle flexion/extension during walking in the case of hinge orthoses elastics or springs are used, i.e. these types of orthoses are pseudo-active. The other type orthoses are active and they assisted movements in joint and correct pathologies in ankle foot complex such as foot drop.

Gait analysis is the systematic study of human locomotion. This type of analysis involves the measurement, description, and assessment of quantities that characterize human locomotion [1]. Most gait studies are classified into two groups. One is the vision-based approach that generally uses a video camera but the methods are complicated to set up, time-consuming to operate and could only be applied in laboratory environments. The other is the wearable-sensor approach that typically uses acceleration and/or gyro sensors and this approach can be used for real-time analysis without limits to the viewing angle. They have been used to measure both the kinematics of gait such as accelerations and angles as well as kinetics such as torques and forces.

A gait cycle can be divided into two phases: a stance and a swing. A stance phase starts with a heel contact and continues with subphases: loading response, mid stance, terminal stance and preswing. The separation of toes from the ground marks the beginning of swing phase which involves the following subphases: initial swing, midswing and terminal swing [2,3] (Fig.1.).

Each gait phase has a functional objective and a critical pattern of selective synergistic motion to accomplish its goal. The sequential combination of the phases also enables the limb to accomplish three basic tasks, namely, weight acceptance, single-limb support, and limb advancement. Weight acceptance begins the stance period through initial contact and loading response. Single-limb support continues the stance through the midstance and terminal stance. Limb advancement begins in the pre-swing phase and continues through initial swing, mid-swing, and terminal swing. Based on the above analysis of the gait phases and basic tasks of limb movement, the gait phases may be detected effectively after orientations of the leg segments are accurately obtained.

Gait phases recognition is likely one of the most important elements, since it allows the analysis of symmetry and comparison with the parameters known to be characteristic for healthy individuals when walking. In the same time the recognition of gait phases provides external control of assistive devices (orthoses and prosthetics) for patients with neuromuscular disorders and traumatic injury.

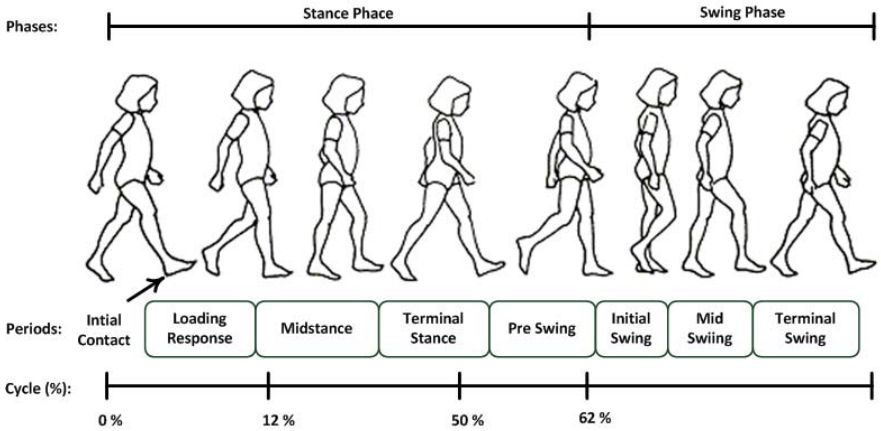


Fig.1. Gait phases in a normal gait cycle

The different types of motion sensors and systems, such as the accelerometer and gyroscope may be used for various gait analysis applications. The accelerometer is inertial sensor that measure acceleration along its sensitive axis. A gyroscope is an angular velocity sensor. By detecting the linear motion from the Coriolis effort and performing an integration of the gyroscopic signal, the angular rate can be obtained. In addition, gyroscopes based on other operating principles also exist, such as the electronic, microchip-packaged MEMS gyroscope devices found in consumer electronic devices, solid-state ring lasers, fiber optic gyroscopes, and the extremely sensitive quantum gyroscope. A gyroscope can be applied for the measurement of the motion and posture of the human segment in gait analysis by measuring the angular rate [4-6]. For example, by attaching a gyroscope to human feet or legs, the angular velocity and angle of feet or legs during the gait can be determined to realize the reorganization of the various gait phases. In the gait analysis, a gyroscope is usually combined with an accelerometer to construct a complete initial sensing system.

2. METHODS

Recent research on sensor systems for biomedical applications can be divided into two main directions: one is about state recognition on daily physical activities including walking feature assessment [7,8], walking condition classification [9-11] and gait phase detection [12–15], in which the kinematic data obtained from inertial sensors (accelerometer and/or gyroscope) are directly used as inputs of some inference techniques; and another direction is for accurate measurement of human motion such as joint angle, body segment 3D position and orientation, in which measurement calibration and data fusing of different inertial sensors are important to decrease errors of the quantitative human motion analysis.

In present work we introduced a method using gyro and acceleration sensors for gait analysis of patients with ankle-foot orthosis.

Sensors are placed on the ankle foot orthosis of the patient as shown in Fig.2. In this report, the length and inclination of a segment was used to calculate the joint position of ankle during walking.

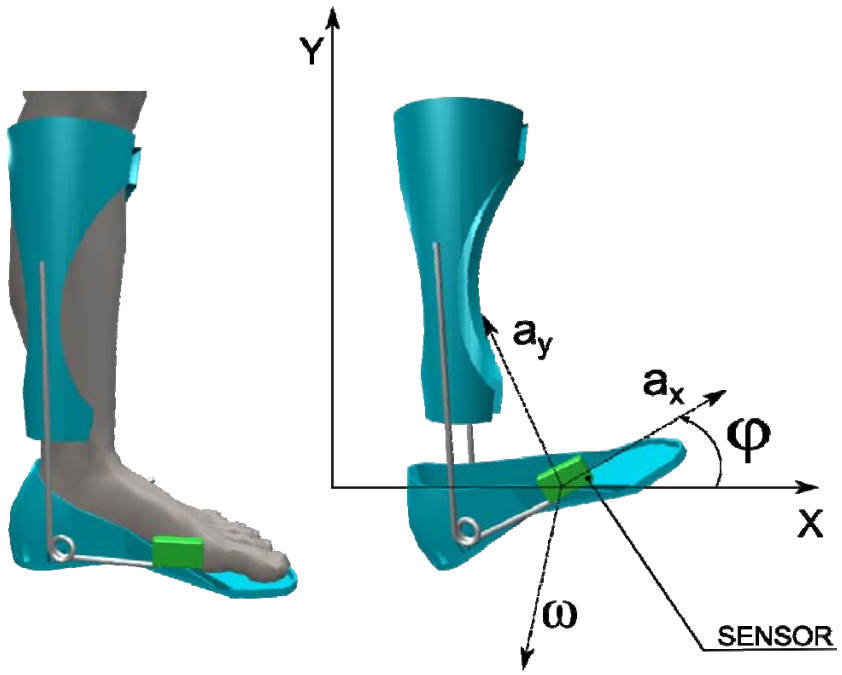


Fig.2 Ankle foot orthosis with sensor setup: gyroscope measuring and two-axial accelerometer a_x and a_y. The ankle moves in coordinate system of X, Y.

The sensors measure in a moving frame and the signals can be rotated to the fixed frame as:

$$a_x = a_x \cos\varphi - a_y \sin\varphi$$
$$a_y = a_x \sin\varphi + a_y \cos\varphi - g \quad (1)$$

Each accelerometer is consists of a mass, suspended by a spring in housing (Fig.3). Springs (within their linear region) are governed by a physical principle known as Hooke's law. And the other important physical principle is that of Newton's second law of motion.

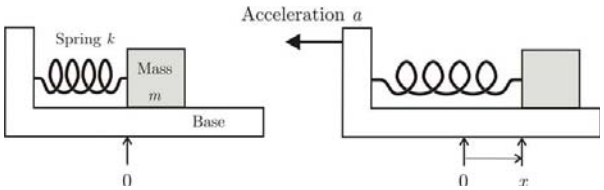


Fig.3. A single axis accelerometer consisting of a mass suspended by a spring. Left: no acceleration. Right: acceleration of base to the left resulting in an expanded spring.

The gyroscope (Fig.4) is based on the fundamental equation describes its behavior:

$$\tau = \frac{dL}{dt} = \frac{d(I\omega)}{dt} = I\alpha \quad (2)$$

where the vectors τ and L are, respectively, the torque on the gyroscope and its angular momentum, the scalar I is its moment of inertia, the vector ω is its angular velocity, and the vector α is its angular acceleration.

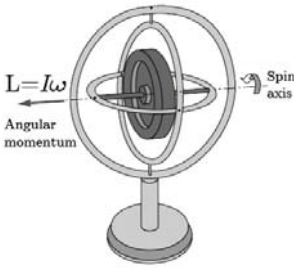


Fig.4. A conventional spinning wheel gyroscope. The rapidly spinning inner wheel will maintain its direction in space if the outside framework changes.

The sensor system consists of a two-axial acceleration sensor (ADXL- 203) and gyro sensor (IDG-300 Dual Axis Outputs X_{out}/Y_{out}) which can measure the acceleration a_x and a_y and the angular velocity ω.

The Xout voltage output on the ADXL-203 will be the only output that will be used. The ADXL-203 is a high precision, low power, dual axis accelerometer with analogue voltage outputs. The voltage outputs of the ADXL-203 accelerometer will be connected to an analogue to digital converter to transmit the data onto the microcontroller. The ADXL-203 will be used to measure static acceleration that in turn will be used as a tilt sensor to report angles. The static acceleration measure is referenced to 1g (9.8m/s2). The signals are sampled at 50 Hz with 10 bit AD converts with low cost, off the shelf, 40 MHz dsPIC33F microprocessor. The signals are smoothed by a first order analog low-pass filter with cut-off frequency of 50 Hz. Furthermore, to analyze the system performance on-line, RS485 interface unit, combined with ZigBee wireless module enables logging of data of multiple sensor boards to a PC.

The Kalman filter [17] combines data from several different indirect and noisy measurements. It used to eliminate most of measurement noise from accelerometer. Also help to reduce the drift problem from a gyro sensor. The Kalman filter algorithm (Fig.5) will provide a better angle estimate to the true angle from the accelerometer.

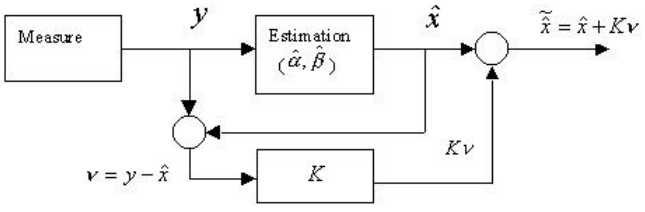


Fig.5 A Kalman filter algorithm

The process noise and measurement noise are described by there covariance matrices Q_ω and R_ν:

$$Q_\omega = E\left[\omega_k \omega_k^T\right] \qquad R_\nu = E\left[\nu_k \nu_k^T\right] \quad (3)$$

The reason for using sensor fusion is to provide an accurate estimate. The Kalman filter is used in a number of multi-sensor systems when it is necessary to combine dynamic low-level redundant data in real time. Examples of multi-sensor systems include navigation systems and inertial measurement units. The Kalman filter uses the statistical characteristics of a measurement model to recursively determine estimates for fused data that are optimal in a statistical sense. The recursive nature of the filter makes it appropriate for use in systems without large data storage capabilities, such as the dsPIC33F microcontroller.

3. RESULTS AND DISCUSSION

The Kalman filter tracks the accelerometer and gyro sensors data in real time. A problem is when the filter is initialized; the filter tends to have a dramatic overshoot. After approximately 5 seconds, the filter recovers from the overshoot. The other problem is that every time there is a change in angle and there are overshoots that follows. The Kalman filter does an excellent job eliminating the overshoots when the filter is operating.

The solution to the overshoot problem can be solved by adjusting the process noise covariance matrix parameter Q_gyroscope. After numerous trials and errors, the optimal covariance matrix Q_w values were set as Q_accelerometer=0.001 and Q_gyroscope=0.002. These process noise covariance matrix values offer the best filter output response. Fig.6 shows the results for these matrix values. It is a very clear observed that the Kalman filter output response has reduced or eliminated the overshoots. Also illustrates how rapidly the filter tracks the accelerometer angle data. The initial overshoot that the Kalman filter experiences gets reduced and dies off after about 3 seconds. After the initial overshoot, the filter operates normally as expected.

The measurement noise covariance matrix R_v, determines much the measurements should be trusted. Setting the covariance matrix R_v to a high value means that the sensor measurements are too noisy. Too low of a covariance matrix R_v value means that the measurements are less noisy. The Kalman filter parameter also plays a major role in the performance of the filter. Fig.7 shows when the covariance matrix R_v value is set too low. In Fig.7, the R_measurement was set to 0.000059. The waveform results clearly show that the Kalman filter has an output response that is similar to the accelerometer waveform. This type of Kalman filter response has the same amount of noise as the raw accelerometer data. To solve the noisy Kalman filter data, the measurement noise covariance matrix was set to 0.59. Fig.6 displays the waveform when the measurement noise covariance matrix is set to 0.59.

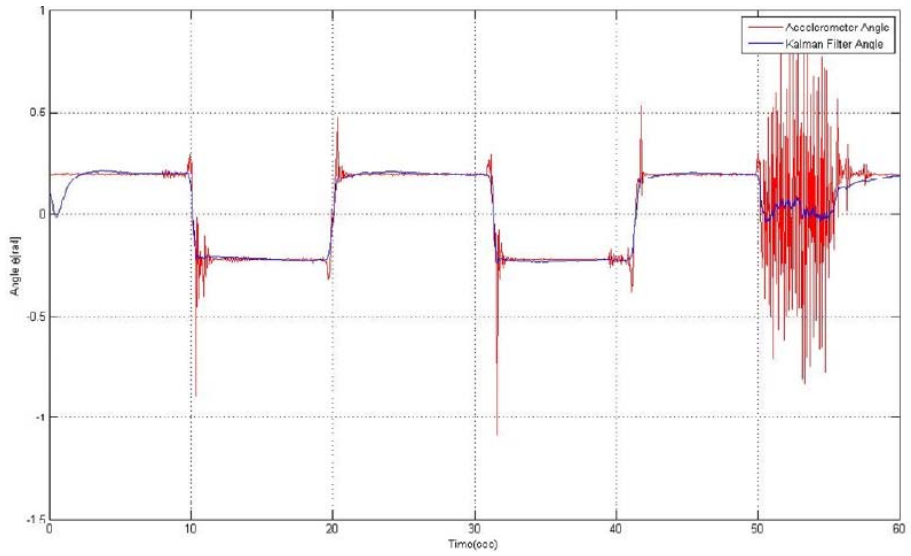


Fig.6 Optimal Kalman filter Q matrix values (estimate angle compared with accelerometer angle R=0.59 QG=0.002 QA=0.001).

The pervious results showed how the Kalman filter helped to reduce or eliminate most of the noise from accelerometer. The other results also captured the performance of the Kalman filter in the gyroscope sensor data. As mentioned before, the gyroscope has the problem of its steady state value drifting away over time. The Kalman filter algorithm helps eliminate the drift problem on a motionless gyroscope (Fig.8). The blue waveform represents the Kalman filter data while the red waveform represents the raw gyroscope sensor data. Fig.8 shows how well the filter performed in preventing the drift problem caused by the motionless gyroscope. The Kalman filter average drift value remained within 0 rad/s. The spikes in the waveforms were caused when the orthosis was moved. After passing the gyroscope raw sensor data thru the Kalman filter, the estimated velocity can be used along with estimated angle.

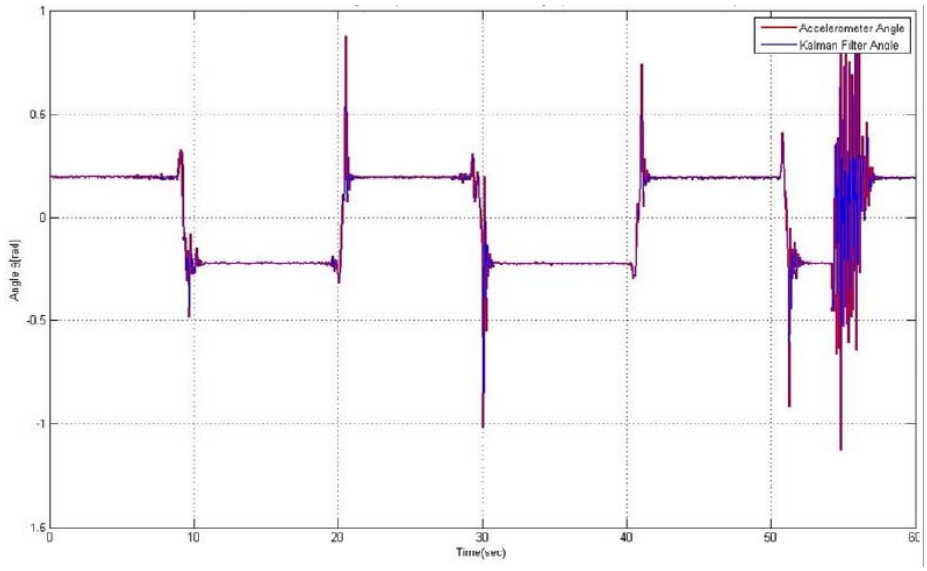


Fig.7 Kalman filter output response (R_measurement is too low). Estimate angle compared with accelerometer angle R=0.000059 QG=0.002 QA=0.001.

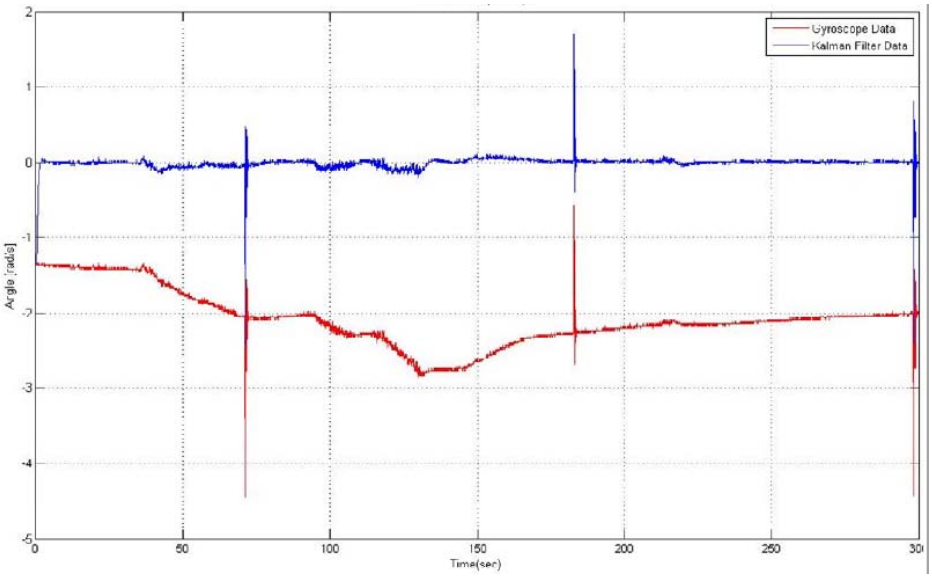


Fig. 8 Kalman filter motionless gyroscope result

Kinematic measurement collects gait data using various sensors. Based on these collected gait data, a kinematic analysis can be performed to recognize the gait phases, as well as obtain the general gait parameters and movement information on the body segments. As a basis of gait kinematics, kinematic measurement is the essential principle that can significantly affect the selection of the kinematic analysis method.

As shown in Fig.9 kinematic measurement based on accelerator and gyroscope was performed. In this measurement, the foot angular displacement, (represented by the red lines) of the right lower extremity in a walking cycle were measured and compared with the results (represented by the blue lines) based on locomotors data from healthy people.

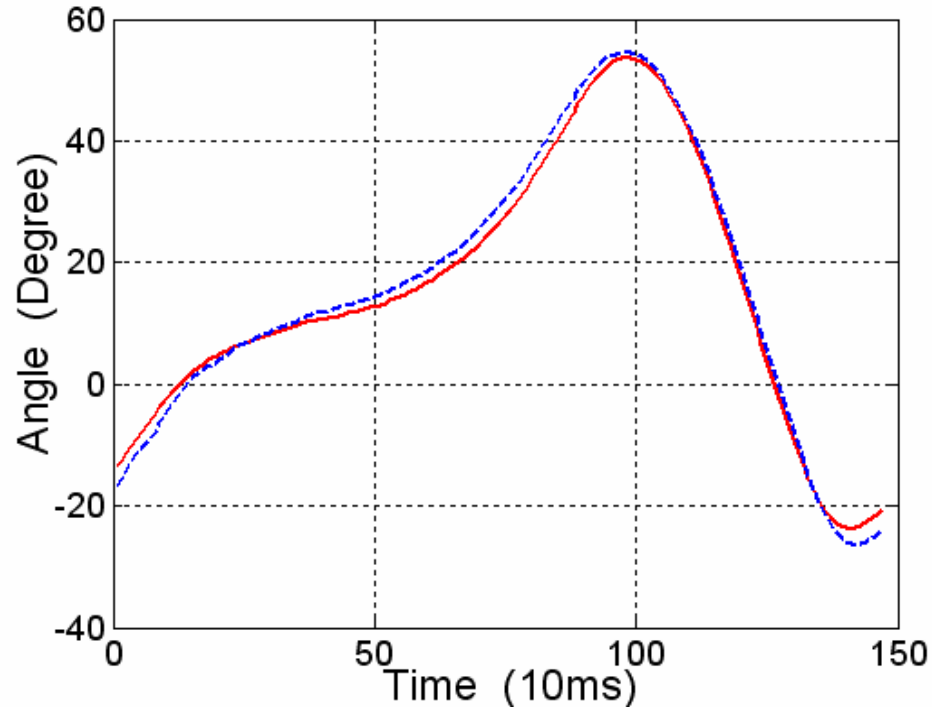


Fig.9 Kinematic measurement based on accelerator and gyroscope

4. CONCLUSION

Measurement of human posture and movement is an essential area of research in the bioengineering and rehabilitation fields. It is motivated by different goals in clinical application, such as in comparing normal movements with pathological movements, planning and evaluating treatment protocols, and evaluating design of orthosis and prosthesis.

The proposed method with application of gyro sensors and accelerometers for gait analysis of patient with ankle-foot orthosis opens many possibilities for biomedical research and monitoring. By providing biomechanical models with position and orientation measurements of body segments, various parameters like angle joints and moments can be calculated. Applied a Kalman filter to correct the ankle inclination measured by a gyroscope. To incorporate the excellent dynamics of a gyroscope and the stable, drift-free performance of an accelerometer, a Kalman-based fusion algorithm was applied to obtain dynamic orientations of body segments [18]. According to the results of the kinematic analysis, the information on segment acceleration and velocity, joint angle, and gait events, such as heel strike and toe-off, can be provided and used in clinical applications such as orthotics and prosthetics.

REFERENCES

[1] Ghoussayni S., Stevens C., Durham S., Ewins D. (2004), **Assessment and validation of a simple automated method for the detection of gait events and intervals,** Gait Posture 20, 266–272.

[2] Parry J. (1992), **Gait Analysis Normal and Pathological Function**, Slack Incorporated: Thorofare, NJ, USA.

[3] Zijsltra W., Aminian K. (2007), **Mobility assessment in older people: New possibilities and challenges,** Eur. J. Aging 4, 3–12.

[4] Ayrulu-Erdem B., Barshan B. (2011**)**, **Leg motion classification with artificial neural networks using wavelet-based features of gyroscope signals,** Sensors 11, 1721–1743.

[5] Catalfamo P., Ghoussayni S., Ewins D. (2010), **Gait event detection on level ground and incline walking using a rate gyroscope,** Sensors, 10, 5683–5702.

[6] Tuncel O., Altun K., Barshan B. (2009), **Classifying human leg motions with uniaxial piezoelectric gyroscopes,** Sensors 9, 8508–8546.

[7] Sabatini A.M., Martelloni C., Scapellato S., Cavallo F.(2005), **Assessment of walking features from foot inertial sensing,** IEEE Transactions on Biomedical Engineering 52 (3) 486–494.

[8] Aminian K., Najafi B., Bula C., Leyvraz P.F., Robert Ph. (2002), **Spatiotemporal parameters of gait measured by an ambulatory system using miniature gyroscopes**, Journal of Biomechanics 35 (5) 689–699.

[9] Coley B., Najafi B., Paraschiv-Ionescu A., Aminian K. (2005), **Stair climbing detection during daily physical activity using a miniature gyroscope,** Gait and Posture 22 (4) 287–294.

[10] Lau H.-Y., Tong K.-Y., Zhu H. (2008), **Support vector machine for classification of walking conditions using miniature kinematic sensors,** Medical and Biological Engineering and Computing 46 (6) 563–573.
[11] Najafi B., Aminian K., Loew F., Blanc Y., Robert P.A. (2002), **Measurement of stand-sit and sit-stand transitions using a miniature gyroscope and its application in fall risk evaluation in the elderly,** IEEE Transactions on Biomedical Engineering 49 (8) 843–851.
[12] Aminian K., Robert Ph., Buchser E.E., Rutschmann B., Hayoz D., Depairon M. (1999), **Physical activity monitoring based on accelerometry: validation and comparison with video observation,** Medical and Biological Engineering and Computing 37 (3) 304–308.
[13] Lau H., Tong K. (2008), **The reliability of using accelerometer and gyroscope for gait event dentification on persons with dropped foot,** Gait and Posture 27 (2) 248–257.
[14] Pappas I.P.I., Keller T., Mangold S., Popovic M.R., Dietz V., Morari M. (2004), **A reliable gyroscope-based gait-phase detection sensor embedded in a shoe insole,** IEEE Sensors Journal 4 (2) 268–274.
[15] Pappas I.P.I., Popovic M.R., Keller T., Dietz V., Morari M. (2001), **A reliable gait phase detection system,** IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering 9 (2) 113–125.
[16] Jasiewicz J.M., Allum J.H.J., Middleton J.W., Barriskill A., Condie P., Purcell B., Li R.C.T. (2006), **Gait event detection using linear accelerometers or angular velocity transducers in able-bodied and spinal-cord injured individuals,** Gait and Posture 24 (4) 502–509.
[17] Kalman R.E. (1960), **A new approach to linear filtering and prediction problems**, Journal of Basic Engineering, 82:35–45.
[18] Sabatini, A.M. (2006), **Quaternion-based extended Kalman filter for determining orientation by inertial and magnetic sensing,** IEEE Trans. Biomed. Eng. 53, 1346–1356.

Автори: Стефан Карастанев, гл. ас. от Институт по механика-БАН; Михаела Калайджиева, ас. от Институт по механика-БАН, Радосвета Антонова инж. от Институт по механика-БАН, *email: stefan@imbm.bas.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Вл. Заманов

ИДЕНТИФИКАЦИЯ И АНАЛИЗ НА ПОХОДКАТА С ПОМОЩТА НА АВТОНОМНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ И МОНИТОРИНГ

Иванка Венева, Петко Кирязов

Резюме: *В работата е представена автономна система за измерване и коригиране на параметрите на походката по време на ходене. Системата може да работи в два режима: режим на събиране на данни и в помощен режим с активна глезенно-стъпална ортеза в случаите на увреден глезенно-стъпален комплекс. Направени са измервания за всеки параметър на походката, като се използва информацията, получена от сигналите на тактилни сензори и ротационен потенциометър, монтиран върху шарнирна става на глезена. Основавайки се на биомеханичния модел на локомоцията, по време на опорната фазата и фазата на пренос, се измерва ъгъла на ротация на глезена, продължителността на крачката и скоростта. Данните, получени по време на ходенето са представени в графична програма за визуализация и анализ.*

Контролни думи: *Gait analysis, control, active ankle-foot orthosis*

GAIT IDENTIFICATION AND ANALYSIS USING AUTONOMOUS SYSTEM FOR CONTROL AND MONITORING

Ivanka Veneva, Petko Kiriazov

Abstract: *In the work an autonomous system for estimation and correction of gait parameters during walking is described. The system can operate in two modes: data collection mode and assistive mode with active ankle-foot orthosis in cases of impaired ankle-foot complex. Measurements for each gait parameter was obtained using the information provided by tactile sensors between each heel strike and toe-off as well as the signal obtained from a rotational potentiometer in the ankle hinge joint. Based on a biomechanical model of locomotion, the medio-lateral ankle flexion during stance and swing phase of walking, the stride duration and velocity are estimated. The data acquired during human motion are represented in graphical interface for visualization and analysis.*

Keywords: *gait identification, gait analysis, control, active ankle-foot orthosis*

1. INTRODUCTION

Gait is a particular way or manner of moving on foot and attractive biometric feature for human identification. Human movement analysis is currently a widespread and useful tool for both clinical practice and biomechanical research and provides a great deal of information regarding joint and segment kinematics and kinetics [1,2]. Evaluation of time

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

and distance parameters during walking is helpful in assessing abnormal gait, to quantify improvement resulting from interventions, or to predict subsequent events such as falls. Different approaches for evaluation have been proposed which is useful in several clinical situations such as: functional performance assessment after treatment or surgery such as hip and knee arthroplasty [3], refining proper alignment and fit of external prosthesis or orthesis [4] or selecting the appropriate assistive device. A gait laboratory based on camera, walkway with implanted sensors [5] or force-plates, and electromyography allows a complete gait analysis but require a dedicated laboratory. This requires a specific method of data organization and a different statistical approach in each case. These techniques require the subjects to walk in a pre-defined specific path, and assume that data measured from only a few steps are representative of usual gait performance. To avoid these limitations, autonomous system carried by the subject and allowing outdoor measurement have been developed, using new technology, such as a powerful microcontroller, miniature sensors, high capacity memory and small batteries.

In this work an autonomous system for estimation and correction of gait parameters during walking is described, recently proposed by Veneva [6]. The proposed system is an autonomous adaptive device for actuation, data acquisition and control of an active ankle-foot orthosis during normal level walking using the tactile sensors and the monitoring system for gait analysis. This system provides additional information on foot position during gait and can be used for a long period of measurement. The monitoring system is used to monitor temporal parameters of each phase of the gait cycle [6, 7].

2. METHODS

The system can operate in two modes during walking: data collection mode (Fig.1.a) and assistive mode with active ankle-foot orthosis in cases of impaired ankle-foot complex (Fig.1.b).

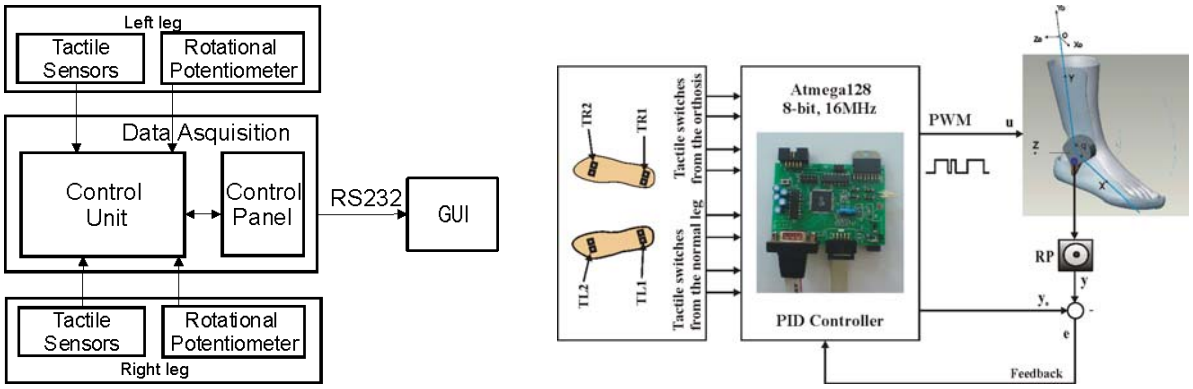


Fig.1. Autonomous System for Control and Monitoring: a) data collection mode; b) assistive mode with active ankle-foot orthosis

The complete autonomous system consists of four primary components - sensing, data acquisition, communication and friendly oriented software for interpretation of the data. The sensor system is mounted into two basic components: insole for the healthy leg or ankle-foot orthosis. The acquisition unit gathers and digitizes the information from the

sensors during the walking. That data is transferred through the RS-232 lines to a graphical user interface for visualization and interpretation in monitoring mode.

The *Control Module Prototype* has been realised by using the microcontroller ATmega128 (Atmel Co.), the featuring analog to digital converter, USART for RS232 communication and the timer with Pulse Width Modulation (PWM) output. The PWM channel is connected to the driver to control the direction and speed of the motor by varying the duty cycle of the PWM output.

2.1. Assistive mode with active ankle-foot orthosis

The active ankle-foot orthosis is a system with one degree of freedom which foot segment is connected to the shank segment by a rotational joint. A direct drive actuator is attached laterally to the AFO. Control signals are received in real time from two sensor arrays incorporated in the foot part of AFO and in the insole of the healthy leg which is the basement of the control algorithm. The microcontroller estimates forward speed and modulates swing phase flexion and extension during each gait cycle by measuring the total time TL (for the left leg) and TR (for the right leg), when the foot remains in contact with the ground, in order to achieve quite normal lower limb dynamics [8, 9].

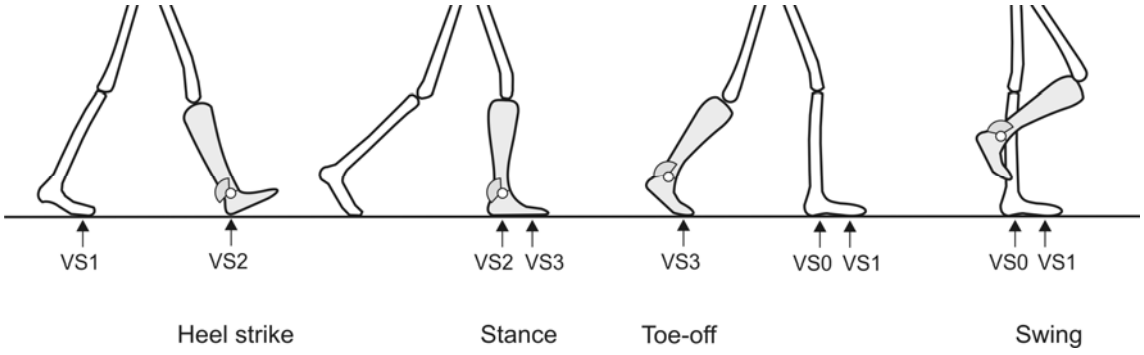


Fig.2. States and transitional conditions

The *Control algorithm* is based on the biomechanical interpretation of the locomotion. Four distinct positions corresponding to the phase *heel strike, stance, toe-off and swing* are used within a given walking cycle. The tactile sensors and the rotary potentiometer measure an ankle joint position and send signals to the microcontroller. The microcontroller receives the diagnostic information about the system from the sensors and generates the torque command to the driver. The electro-mechanical system must actively adjust the flexion of the orthosis by actuator movement and keep this position till the heel strike appears during the swing phase, where the clearance of the toe is released. Thus, the ankle torque has to be modulated from cycle-to-cycle throughout the duration of a particular gait phase.

The *Position Control* is handled by electronics according to the output of the angular position sensor RP which is feedback element attached to the moving parts of the motor assemblies to sense the velocity and position. The sensor measures the ankle joint position in real-time. That data is used in every step of the PID control algorithm in order to main-

tain stability when a foot load is applied [7]. The controller reads the system state *y* by a rotational potentiometer, subtracts the measured angle from a desired reference y_0 to generate the error value *e*. The error is managed in three terms - the proportional T_p, the integral T_i, and the derivative T_d, terms which are summed to calculate the controller output *u(t)*:

$$u(t) = k_p\left[e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)d\tau + T_d\frac{de(t)}{dt}\right]. \quad (1)$$

We obtain the discrete form of the controller output approximating the integral and the derivative terms:

$$u(n) = K_p e(n) + K_i\sum_{k=0}^{n} e(k) + K_d\,(y(n) - y(n-1)), \quad (2)$$

where *n* is the discrete step at time *t.*

2.2. Data collection mode.

Lower limbs movement during walking was measured using signals from sensors. For measuring the ankle angle of rotation two custom made metal hinge joints were used. On the hinge joint is mounted potentiometer, coinciding with the axis of rotation sensors. Hinged joints are attached laterally of both ankles. This mechanical motion capture system was used for measuring the patient's ankle motion at real-time during walking. The signals were digitized (10 bit) at a sampling rate of 120 kHz by a microcontroller and stored on a memory. At the end of the recording the data were transferred to the computer for analysis. The measured angles correspond to the rotation of 30° and obtained potentiometer signals are with sensitivity of 4 mV/deg.

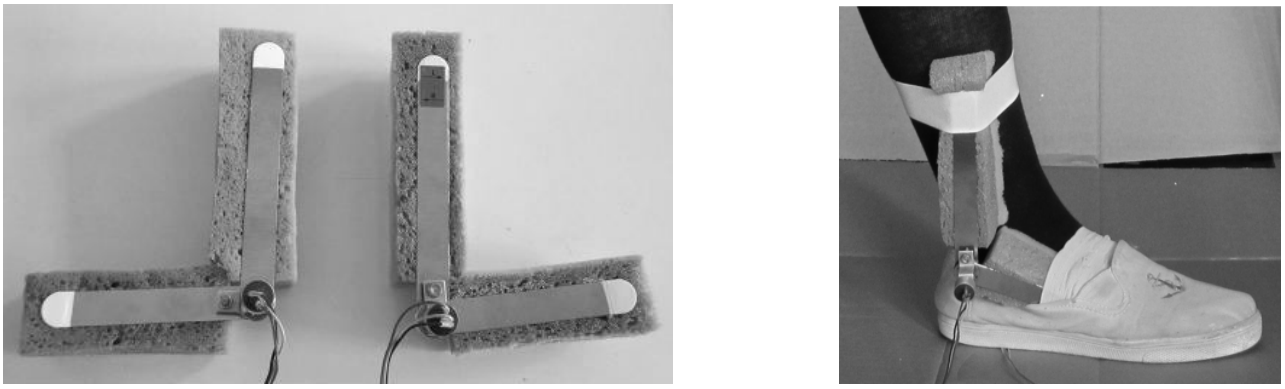


Fig.3. a) Metal hinge joints with mounted rotational potentiometers; b) Two tactile sensor arrays are incorporated in the insole.

Control signals from footswitches have been used to detect the gait events in real time which is the basement of the control algorithm. The footswitches consisted of two pairs of tactile sensor arrays, placed under the right foot (Fig. 1): TL1, TR1 beneath the heel and TL2, TR2 beneath the toes. For each pair, the sensors were connected in series and the outputs were recorded by Control module. During heel strike and toe-off the signals

are subjected to detect changes. By these signals the exact time of heel strike and toe-off was obtained.

Data Acquisition Unit. The controller collects the following parameters: ankle joint angles, tactile sensors signals and foot velocities and creates a serial bitstream for transfer. The data is collected on four VS buffers, two ADC buffers and PWM duty-cycle buffer:

Table 1
Buffers for data collection

Signal	PWM	ADCL	ADCR	TL0	TL1	TR0	TR1
Buffer	PWM_buf	ADCL_buf	ADCR_buf	VS0_buf	VS1_buf	VS2_buf	VS3_buf
File	*sigPWM*	*sigADCL*	*sigADCR*	*sigVS0*	*sigVS1*	*sigVS2*	*sigVS3*

Communication and Graphical User Interface. The controller transmits data packet to the PC through the RS232 serial interface using USART. The graphical module written in LabView receives and visualizes the data giving us the representation of the signals. The virtual instrument developed allows different mathematical operations with the data, visualization and printing of the results, graphics and tables.

3. RESULTS

In this study we describe an autonomous system for estimation of spatio-temporal parameters during long periods of walking. This method based on the biomechanical interpretation of locomotion is proposed to compute the values of temporal gait parameters and angular velocity from sensors signals. The system allows collection of data from sensors mounted under the heel and the toes part of the insole and orthosis, from two insoles or from two orthoses depending of the used mode.

3.1. Laboratory model with orthosis.

The laboratory model of orthosis with hinge joint and attached laterally direct drive actuator is designed in order to test the control algorithm and system functionalities. The orthosis is with tactile sensors mounted under the heel and the toes (TR1, TR2) and restricted in the ankle joint to +/- 20 degree. A healthy subject wearing orthosis on the right leg and insole with mounted sensors on the left leg (TL1, TL2) performs different trials of slow and normal level walking.

In order to compute the temporal parameters such as the duration of swing, single and double stances during a gait cycle, it is necessary and sufficient to determine for each leg the precise moments of heel strike (when the foot first touches the floor) and toe-off (when it takes off) during that cycle (Fig. 4). Although the duration varies according to various parameters such as subject's velocity or the presence of limping due to a painful articulation, they can always be localized. To successfully achieve this task, our system is well adapted for gait events identification. The time diagram for the estimation of toe-off and heel-strikes for one locomotion cycle is shown in Fig.4. The gait cycle started by left toe-off (TL1) and ended by left heel strike (TL2).

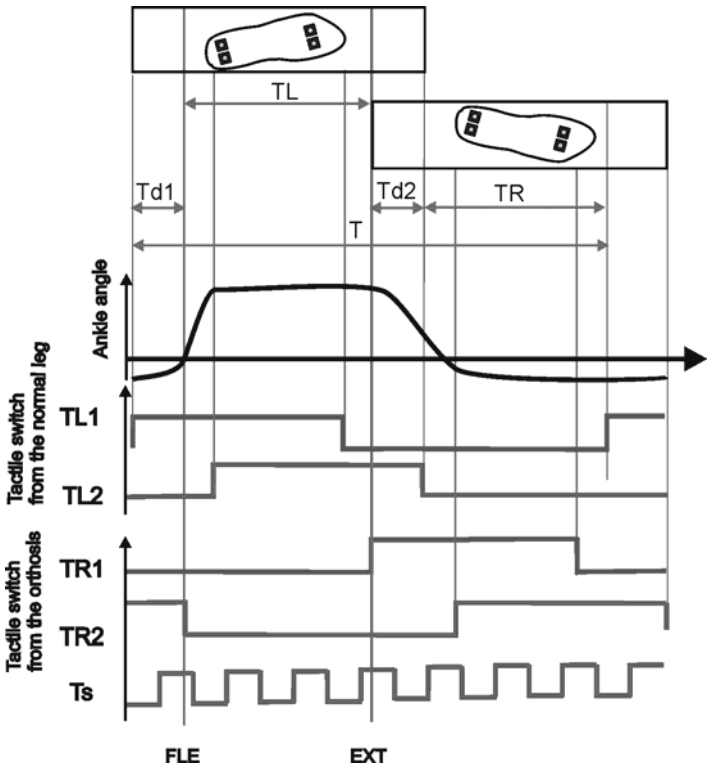


Fig.4. Temporal parameters. Signals from the external sensors: heel (TL1, TR1) and toe (TL2, TR2).

Gait analysis: gait temporal parameters estimation

Every temporal parameter of a gait cycle can be easily computed as percentage of gait cycle. These parameters are:

•T - Duration of each gait cycle (measured at right or left leg)

•TL - Left stance (time between left heel strike and left toe-off)

•TR - Right stance (time between right heel strike and right toe-off)

•T_{d1} - Initial double support (time between right heel strike and left toe-off), known also as left double thrust support time

•T_{d2} - Terminal double support (time between left heel strike and right toe-off), known also as right double thrust support time

•$T_d = T_{d1} + T_{d2}$ - Double support

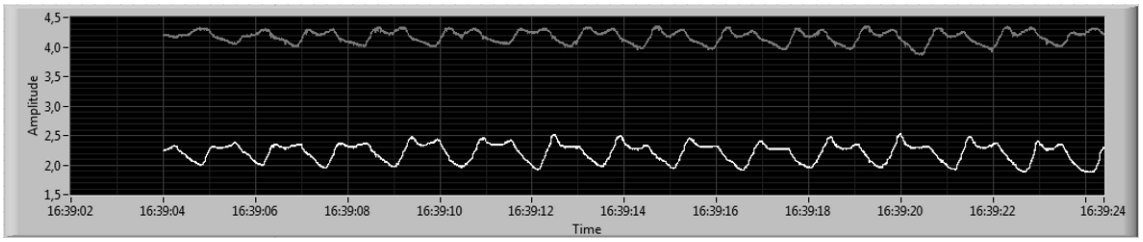
Gait model: spatial parameters estimation

We propose a double segment gait model involving both shank and foot. In this model, the swing phase is considered as a double pendulum model, while the stance phase is considered as an inverse double pendulum model. Based on a mechanical model, the medio-lateral rotation of the lower limbs during stance and swing, the stride length and velocity are estimated by integration of the angular velocity [7].

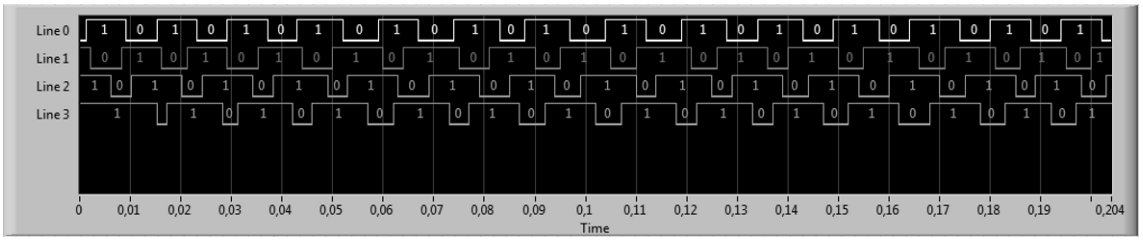
3.2. Experimental results with metal hinge joints and two insoles

For measuring the ankle angle of rotation two custom made metal hinge joints were used. The rotational potentiometer mounted to the hinge joint coincided with the ankle joint measures the angular rate rotation. For detecting the precise moments of heel strike

(when the foot first touches the floor) and toe-off (when it takes off) during that cycle special shoes were used. Footswitches consisted of two pairs of tactile sensor arrays, placed under the foot (TL0, TR0 beneath the heel and TL1, TR1 beneath the toe) have been used to detect the gait events in real time.
Measurements were taken from healthy subject. Each trial includes, at least 20 gait cycles performed with normal level walking. The sensors work together to detect walking over one given interval of time and to collect the following parameters: ankle joint angles (Fig.5.a) and foot contacts (heel and toe) (Fig.5.b). The microcontroller collects sensor data in four VS buffers and two ADC buffers for two legs. Signals *line0* and *line1* are recorded digital signals from the switches mounted under the heel and the toes part of the left leg insole while signals from the right leg are *line2* and *line3*.



a) Ankle angle rotation (potentiometer data in volts)



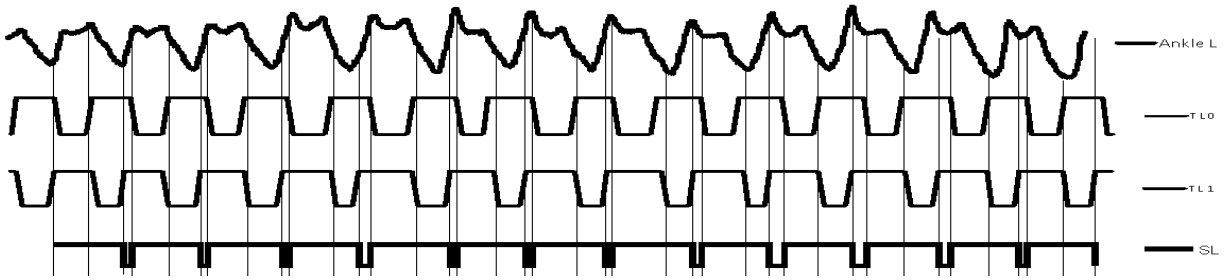
b) Tactile sensors results

Fig.5. Visualization of human motion data (in LabView)

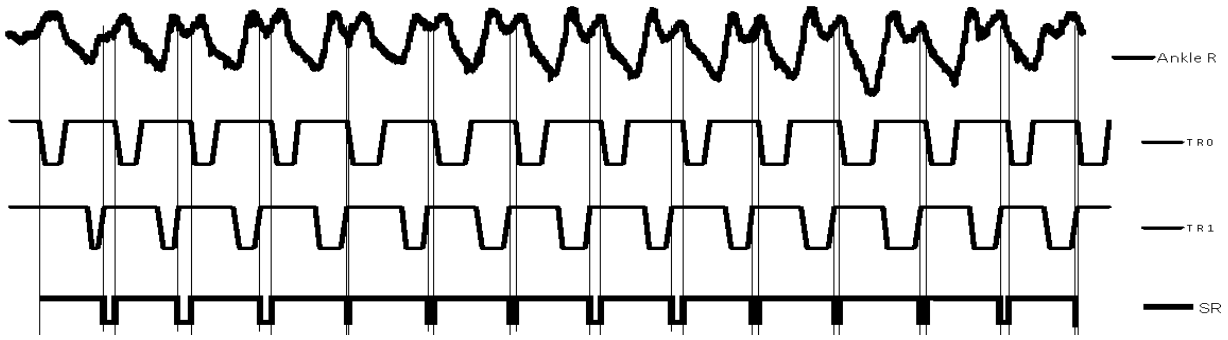
It is obvious that the algorithm will be applied in the same way for both legs. The signals are shown and recorded in LabView virtual instrument. The first one transition of line0 signal from 1 to 0 shows the heel strike component (left stance) and the second one transition of line1 signal from 0 to 1 shows the toe-off component (for the left leg). The values of the signals were detected in milliseconds. Ankle angle rotation (potentiometer data in volts) is shown with the presence of peaks during the heel strike flexion or negative peaks during toe-off and extension.

Gait analysis: gait temporal parameters estimation

The signals can be processed and visualised in different ways. They also can be displayed in Exell charts and tables. In Fig.6 is shown temporal parameters estimation: left stance SL (time between left heel strike and left toe-off), right stance SR (time between right heel strike and right toe-off).



a) Temporal parameters estimation: left stance SL (time between left heel strike and left toe-off)



b) Temporal parameters estimation: right stance SR (time between right heel strike and right toe-off)

Fig.6. Visualization of the temporal parameters during locomotion.

The correspondence between temporal events detected by sensors is shown in Fig. 7 for several consecutive gait cycles. Left and right heel strikes (respectively toe-off) were detected from tactile sensors. The temporal parameters (over the N cycles) of left and right gait cycle time (T), left and right stance (SL and SR), initial and terminal double stance (Td1, Td2,) were computed for each trial.

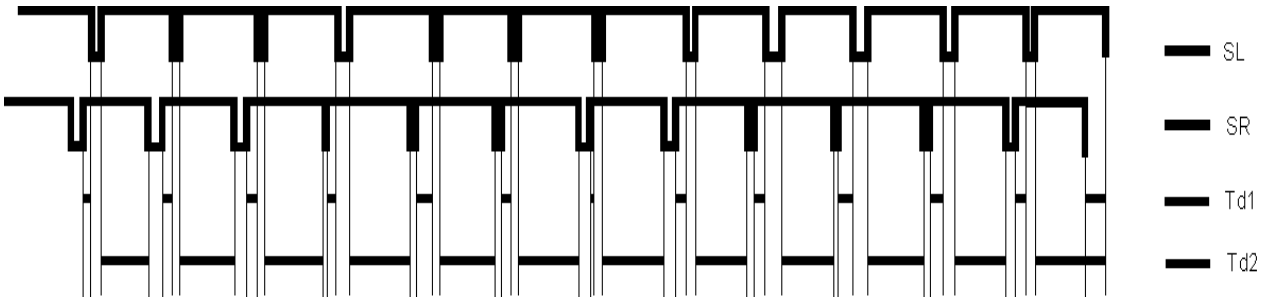


Fig.7. Temporal parameters: left and right stance (SL and SR) and double supports (Td1, Td2)

The results from two different series of samples during normal walking assume that a gait cycle is always less than 2 s. The toe-off detection was found to be in the intervals of

0.75s. Finally, at each cycle, the actual heel strike, *HS* and toe-off, *TO* must be so that their difference is considered reasonable for walking verifying the condition 0.1s < *HS* – *TO* < 2.5s. As it is illustrated, the estimated velocity is almost constant 1.11 m/s (4 km/h) with a coefficient of variation of 4%. The change of gait cycle provides a corresponding change of stride length in order to maintain the velocity constant. The stride length estimation is 0.07 m (7.2%). The corresponding coefficient of variation is 15%. During the same period there is no significant variation of left and right stance (coefficient of variation less than 3%) while the double support time has a coefficient of variation of 16%.

4. DISCUSSION

In this study, the temporal parameters were estimated based on the biomechanical interpretation of locomotion and assuming that in straight walking, right and left stride length are not equal. Gait events can be explained by looking at the patterns of the tactile sensor signals of the both foot. Most of the subjects had slightly asymmetric stride length and velocity therefore the right and left ankle rotation can be estimated separately by using a hinge joint with mounted potentiometer. In this way, foot contacts and ankle rotation angle give insight into the recognition of the periods of ankle flexion and extension during gait cycle.

These techniques provide satisfactory results for normal walking as well as assessing subjects with abnormal gait such as shuffling gait. Presented autonomous system for control and monitoring is well adapted for gait events identification. The measuring device is light (300 g), portable, low cost and can be carried for a long period of time. The controller is battery powered and can collect data up to 8 Mbytes. Additional memory or lower sampling rate can be used to increase the period of recording. The system is open - we can add more inputs for signals measured articulation of the knee or upper limb.

There is a problem with the attachment of hinge joints - they are very rigid and movable during walking. Therefore, they are covered with foam and fastened by strips.

5. CONCLUSION

The proposed method appears a promising monitoring tool for several purposes. First, it allows measurements of gait features during a long period of walking and thus supplies the stride-to-stride variability of gait. In addition this system can be used for orthosis actuation therefore provides information that is more likely to reflect the actual performance of the subjects.

It can be used in many clinical applications such as outcome evaluation after knee and hip replacement, or external prosthesis adjustment for amputees. In elderly subjects, this system can also be proposed as a diagnostic tool for abnormal gait analysis, as a predictor tool for fall risk estimation, or as a monitoring tool to assess progress through rehabilitation.

REFERENCES

[1] Stanhope et al (1990) S.J. Stanhope, T.M. Kepple, D.A. McGuire and N.L. Roman, ***Kinematic-based technique for event time determination during gait***. Medical and Biological Engineering and Computing, vol. 28 (1990), pp. 355–360.

[2] Vaughan et al (1992) Vaughan, C.L., Davis, B.L., O'Coonor, J.C., 1992. ***Dynamics of Human Gait.*** Human Kinetics Publishers, Champaign, IL, pp. 33–35.

[3] Wall et al (1981) J.C. Wall, A. Ashburn and L. Klenerman, ***Gait analysis in the assessment of functional performance before and after total hip replacement.*** Journal of Biomedical Engineering, vol. 3 (1981), pp. 121–127.

[4] Czerniecki and Gitter (1996) J.M Czerniecki and A.J. Gitter, Gait analysis in the amputee. Gait and Posture, vol. 4 (1996), pp. 258–268.

[5] Hirokawa and Matsumara (1987) S. Hirokawa and K. Matsumara, ***Gait analysis using a measuring walkway for temporal and distance factors.*** Medical and Biological Engineering and Computing, vol. 25 (1987), pp. 577–582.

[6] Veneva I., ***Intelligent device for control of active ankle-foot orthosis***, Proceedings of the 7th IASTED International Conference on Biomedical Engineering „BioMed 2010", 17-19 February, ISBN: Book: 978-0-88986-827-4, CD: 978-0-88986-828-1, Innsbruck, Austria, 2010, pp. 100-105,

[7] Veneva I., ***Device for Control of Active Ankle-Foot Orthosis and Monitoring System for Gait Analysis,*** (2010), Journal of Theoretical and Applied Mechanics, vol. 40, No. 4, pp. 81–92, ISSN: 0861-6663

[8] Veneva I., ***Autonomous Control System for Gait Analysis***, Proceedings of the 9th International Robotics Conf., Varna, Bulgaria, pp. 230-236, 2007

[9] Veneva I., ***PID Control for Active Ankle-foot orthosis Positioning***, Edition Machine Union, Year XIV, Vol.6, ISSN1310-3946, pp. 52-57, 2008

Автори: Иванка Венева, Петко Кирязов - Институт по механика, Българска академия на науките; *email: veneva@imbm.bas.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Вл. Заманов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДА НА ПРЕЦЕДЕНТИТЕ ПРИ ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ИНДИВИДУАЛНА ИЗВЪНАУДИТОРНА ЗАЕТОСТ НА СТУДЕНТИТЕ

Атанас Атанасов, Фани Томова

Резюме: *В статията се изследва възможността за прилагане на метода на прецедентите (CBR) при оценка на знанията на студентите. За целта са анализирани функциите на аналогични CBR приложения, както и на теоретични разработки в областта с цел формулиране на изискванията към една нова CBR система за оценка на знанията на студенти и за препоръки за извънаудиторната им заетост.*

Ключови думи: *метод на прецедентите,персонализирано обучение, стратегии и пътища на обучение.*

APPLICATION OF CASE-BASED REASONING METHOD FOR STUDENTS' PERSONEL EXTRACURRICULAR ACTIVITIES SELECTION

Atanas Atanassov, Fani Tomova

Abstract: *The paper investigates the possibilities of the application of Case-Based Reasoning /CBR/ method for estimation of the students' knowledge in specific learning domain, as well for forming corrective actions to fill some gaps in students knowledge. In order to do that a number of similar CBR applications and theoretical investigations in the learning and testing domain were processed and the requirements to a new CBR system were formulated.*

Key words*: Case-Based Reasoning, personalized learning, learning strategy, learning paths*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Настоящото изследване е насочено към прилагане на метода на прецедентите при разработката на **програмна система** за оценката на знанията на студентите по отделни изучавани дисциплини и за формиране на препоръки за **извънаудиторни дейности** на студентите (**ПСИД**), ориентирани към запълване на празноти и неясноти в техните познания по дисциплината „Информатика", а в бъдеще и по други дисциплини.

Методът на прецедентите, известен още като Case-Based Reasoning (CBR), е клон на изкуствения интелект. Той се базира на човешкия опит и на факта, че

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

близки проблеми (случаи или прецеденти) имат близки решения. Методът CBR [9] е ориентиран към автоматизиране на разсъжденията на базата на прецеденти (cases). При възникване на нов проблем, в базата от данни с прецеденти (Case-Base), се търсят най-близките до целевия сходни прецеденти, които са били решени в миналото. Ако новият прецедент съвпада със съществуващ такъв в базата данни, то решението на стария прецедент се използва за решение на новия. Ако няма съвпадения, то тогава решенията на най-близките прецеденти се адаптират, за да се реши новият, като базата данни се обновява с новият прецедент. В случай на липса на близост между новия прецедент и тези в базатата данни се търси експертно решение на новия прецедент и след валидирането му новият прецедент се добавя в базата данни.

В обзора са анализирани съществуващи некомерсиални CBR софтуерни платформи и CBR системи, ориентирани за решаване на проблеми в образователната сфера. Анализът отчита възможностите им да поддържат пълен R^4 цикъл (разгледан по-долу), структура на прецедентите и на базата данни с прецеденти, стратегиите за търсене в базата дании, архитектурата на системите, потребителският им интерфейс (GUI), използваните функции на подобие и др. Целта на анализа е да се доформулират изискванията към ПСИД, като се отчете текущото състояние на изследванията в тази област, както и да се провери дали са налични некомерсиални CBR платформи, които да се използват като основа за разработка на настоящата програмна система.

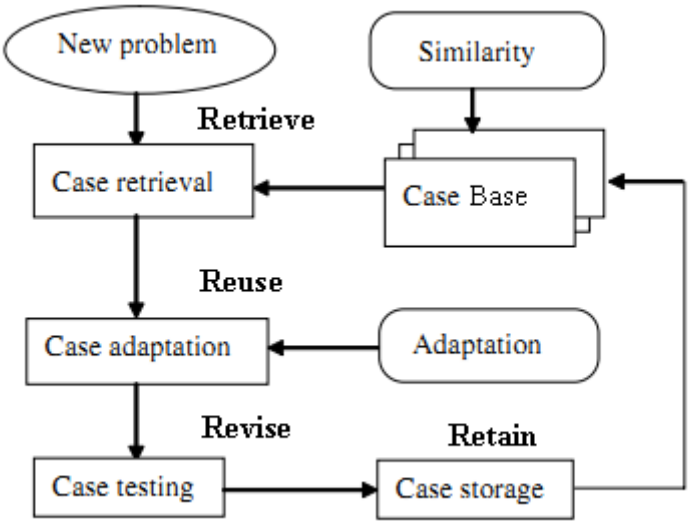
2. ОПИСАНИЕ НА ЕТАПИТЕ НА РАЗСЪЖДЕНИЯ В CBR СИСТЕМИТЕ

Етапите на разсъждения в системите, базирани на прецеденти, са известни като класически R^4 цикъл. Прецедентите са основен обект в CBR ситемите и се представят чрез свободен текст, разговорни – при представяне на прецедентите като списък от въпроси и отговори или като структурирани – когато прецедентите се записват в бази данни (Case-Base).

Структурираните CBR прецеденти се описват чрез двойката проблем-решение (***problem,solution***) [3] и [9], като проблемът $\mathbf{p_i = (a_i, v_i)}$ се представя като структура от атрибути и стойности, описани с векторите $\mathbf{a_i = (a_{i1},a_{i2},\ldots,a_{ir})}$ и $\mathbf{v_i = (v_{i1},v_{i2},\ldots,v_{ir})}$.

Решението $\mathbf{s_i}$ се представя чрез вектора $\mathbf{s_i = (s_{i1},s_{i2},\ldots,s_{ir})}$, чиито стойности се определят от спецификата на решаваната задача.

При възникване на нов прецедент последователно се изпълняват следните [1] и [3] четири етапа на CBR (R^4) цикъла, дадени на фиг.1:



Фиг.1 Схема на класическия R^4 цикъл

● **Retrieve** – етап на извличане от базата данни с прецедентите на един или няколко най-близки прецедента, имащи най-голямо сходство с формулирания целеви проблем. Глобалната близост (***Similarity***) между проблемите на два прецедента - нов $\mathbf{p_{new}}$ и съществуващ в базата с прецеденти $\mathbf{p_j}$ се представя със следната функция:

$$\mathrm{sim}(p_{new}, p_j) = \sum_{i=1}^{n} w_i \mathrm{sim}_i(p_{new\,i}, p_{ji}) \text{, като } \sum_{i=1}^{n} w_i = 1$$

С $\mathbf{w_i}$ е означено теглото на i-тия атрибут $0 \le w_i \le 1$, а $\mathbf{sim(p_{newi}, p_{ji})}$ е локалната близост между i-тите атрибути на съответните прецеденти.
Най-често използваните метрики за глобална близост са претегленото Евклидово разстояние, метриката на Manhattan, на Hamming, на Tversky, на Чебишев, тези по максимум, минимум и др.

● **Reuse** – повторна употреба или адаптация на решенията на избраните най-близък или най-близки прецеденти. Когато е избран само един близък съсед, за решение на новия прецедент $\mathbf{s_{new}}$ се присвоява решението на най-близкия $\mathbf{s_{nn}}$ съсед**.** Ако са избрани повече от един най-близки прецедента, тогава решението на новия проблем се изчислява въз основа на адаптиране на решенията тези най-близки прецеденти.

● **Revise** – тестване и верификация на коректността и полезността на новото решение. Проверката най-често се извършва от експерт или въз основа на симулационни изследвания при наличен математически модел.

● **Retain** – запазване на новия прецедент в библиотеката с прецеденти (***Case Base***), ако решението му се е оказало успешно.

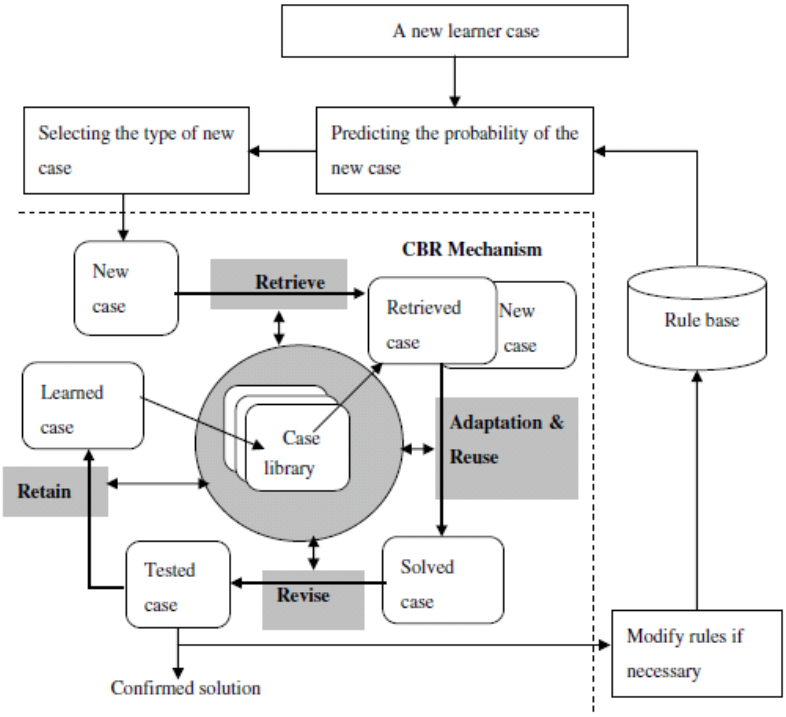
3. АНАЛИЗ НА СЪЩЕСТВУВАЩИТЕ CBR СИСТЕМИ В ОБЛАСТТА

В последните 10-15 години има разработени множество CBR системи, решаващи конкретни проблеми в областта на съдебната практика, медицината, бизнеса и др. Налични са комерсиални и некомерсиални CBR софтуерни плат-

форми като Kate, ReCall, CBR-Works, ReMind, myCBR, jCOLIBRI, CBR*Tools, CAT-CBR и CASPIAN, подробно анализирани и класифицирани в [2] и [11]. Платформите дават възможност за разработка на специфични проблемно-ориентирани CBR системи, като само jCOLIBRI [4] и myCBR [8] са некомерсиални (имат свободен код) и позволяват разработка на приложения, поддържащи пълен (jCOLIBRI) и непълен (myCBR) R^4 цикъл.
За съжаление CBR системите и в частност тези за оценяване на знания на обучаемите и за препоръки за запълване на пропуски в обучението не са популярни в сферата на средното и висше образование. Известни са няколко разработки, използващи CBR компоненти като част от по-големи системи за съхраняване на знания (KITE [10] и TILE [7]). Те са предназначени да подпомагат дейността на учителите и университетските преподаватели при използване на нови технологии за обучение.

При първата система KITE (Knowledge Innovation for Technology and Education) методът на прецедентите е използван като теоретична рамка за събиране, организиране, индексиране и за повторна употреба и адаптация на педагогическия опит на учители и университетски преподаватели. Прецедентите в тази система са създадени на основата на въпроси и интервюта с преподаватели и съдържат атрибути на проблема като години опит, използвани техники за преподаване, роли на преподавателя и обучаемите, използване и видове съвременни средства и технологии и др. Атрибутите на резултатите на прецедентите включват оценки от наблюдение в каква степен се е повишило качеството на обучение, както и оценки от обучението. Прецедентите в KITE се извличат на базата на функции на подобие от типа най-близък съсед на ниво атрибут на прецедента и усреднена претеглена разлика на глобално ниво за всички прецеденти. Системата поддържа специално разработен графичен интерфейс с хиперлинкове и възможност за представяне на големи количества текст на екрана.
В другата CBR система – TILE (Technology Integration Learning Environment), CBR методологията се използва за синтез на целево-базирани сценарии за обучение. Различните сценарии представят различни перспективи на даден проблем и респективно различните му решения. В различните сценарии обучаемите играят ролята на преподавател, ръководител или технологичен координатор. Тази система предоставя WEB-базиран интерфейс на преподавателя за избиране на ролите и генериране на сценариите за текущото упражнение. Прецедентите в тази система са натрупани чрез експертен анализ на голям брой целево-базирани сценарии и интервюта със студенти. За съжаление липсват подробности относно стуктурата на прецедентите и атрибутите им. Интерфейсът на системата е близък до този на KITE.

В няколко други литературни източника е коментирано интегрирането на CBR системите като елементи на системите, базирани на теорията на хипертекстовете [5] (theory-based hypertext systems) или като елемент на e-learning [6] системите (фиг. 2).



Фиг.2. Архитектура на e-learning система със CBR модул

В основата на системите от този тип стои гъвкавата теория на обучение/познание и по същество те използват целеви или базирани на роли сценарии за обучение. Тези системи имат CBR модули за избор на различни траектории или пътища на обучение, като съчетават генетичните алгоритми (ГА) с методологията на CBR. CBR модулът се използва за формиране на коригиращи дейности (избор на траектория) на базата на оценяване на резултатите на студента по дадена тема. CBR модулът в комбинация с модула за ГА формират път (траектория) на обучението, включващ набор от пояснителни примери (текстове, графики и др.), упражнения и задачи с различна сложност. Графичният интерфейс на тези системи е dHTML-базиран.

В една по нова разработка се коментира използването на гъвкава CBR стратегия на обучение, която персонализира [1] достъпа на обучемия до определени теми за изучаване (Learning Objects (LOs)) от дадена предметна област. Адаптацията се основава на стратегии, отчитащи профила на обучаемия. Профилът се модифицира на базата на нивото на усвояване на информацията от отделни теми (LOs), като обучаемият не се допуска до по-сложни теми ако не е усвоил на съответното ниво по-простите теми. Изборът на подходящи теми (LOs) от базата с дании става чрез функции на подобие извличащи най-близките К на брой LOs съседа. Извличането зависи от класирането или степента на усвояване на предишните LOs. Темите (упражнения и лекции) плюс данните от профила на обучаемия формират структурата на прецедентите в системата за обучение.

Както е видно почти всички от анализираните системи не поддържат пълен R^4 цикъл, поне в частта на оценяване на резултатите на предложените от тях теми за обучение (LOs или пътища за обучение). Това е оставено на експерти или оценители. На базата на тези оценки, формирани от оценителите, CBR системите създават профил на обучаемия и предлагат като следваща стъпка на обу-

чение (нова тема) нов прецедент (най-близкия) или група такива (К най-близки). Този подход може да бъде адаптиран и използван за целите на разработваната система (ПСИД). Що се отнася до изпозваните функции на близост, то те са близки до поддържаните от повечето CBR-платформи функции на близост. Същото се отнася и до структурата на прецедентите и на базата от прецеденти. Макар те да варират за раличните системи, реализацията им не е проблем. Интересно е, че при системите, поддържащи профил на обучаемите са необходими поне две различни структури от данни – една с личните данните за профилите на всеки обучаем и друга – стандартна с прецедентите (темите за обучение или LOs).

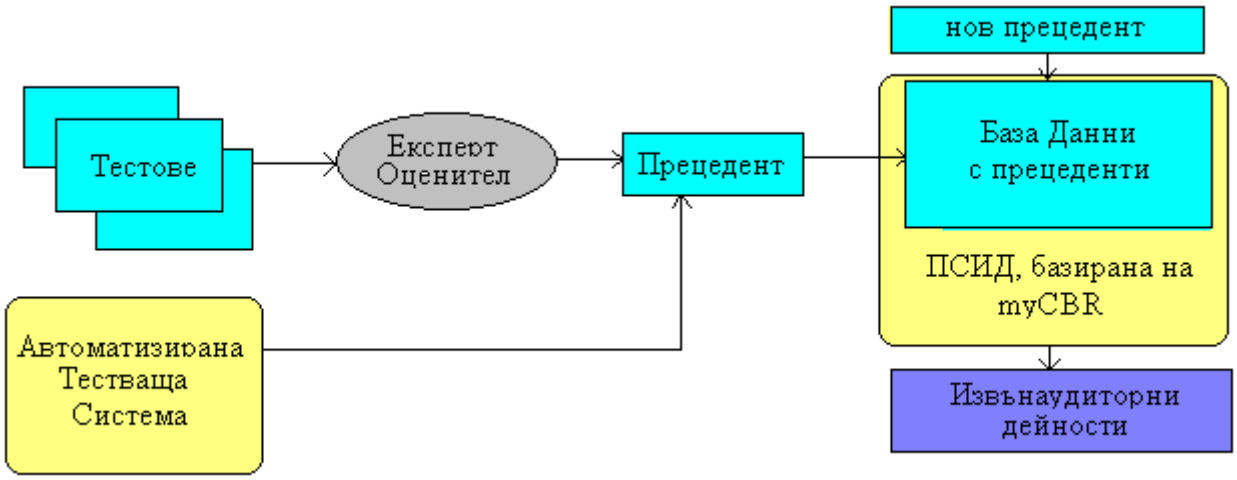
Графичните потребителски интерфейси варират от WEB или dHTML-базирани до строго специфични при KITE и LITE, но общото което ги обединява е работата с големи обеми текстова информация и използването на хиперлинкове. Последното не е налично в сбодните софтуерни CBR платформи jCOLIBRI и myCBR.

Липсват подробности за вида на софтуера и за програмната архитектура на анализираните системи.

4. ФОРМУЛИРАНЕ НА ИЗИСКВАНИЯ КЪМ РАЗРАБОТВАНАТА СИСТЕМА

На основата на извършения анализ и отчитайки факта, че разработваната ПСИД формира препоръки за извънаудиторни дейности на базата на знанията на студентите, можем да я отнесем към типа системи с непълен R^4 цикъл. Това е така, защото на първо време преподаватели-експерти или оценители ще проверяват тестовете на студентите и ще формират оценките им (фиг.3), отчитайки теглата на отделните елементи от тестовете. На базата на тези оценки ще се формират първоначалните прецеденти и базата с прецеденти. Впоследствие тази дейност ще се прехвърли на автоматизирана тестова система (обект на следващи изследвания и разработка), чиито резултати - прецеденти ще се подават на ПСИД.

Стратегията на формиране на извънаудиторни теми зависи от функциите на близост, които на ниво прецеденти е претеглена сума или евклидово разстояние. В разработваната ПСИД е уместно да се извичат най-близките К прецедента, като на тяхна база се адаптира и формира решението на новия прецедент - препоръките към съответния студент. Функциите на близост на ниво атрибут ще бъдат обект на допълнително изследване и настройка, едва когато ПСИД бъде реализирана. Те могат да бъдат асиметрични и да отчитат с различно тегло близостта на даден атрибут от новия прецедент с аналогични атрубути на прецеденти от базата данни.



Фиг.3. Функционална архитектура на ПСИД

С цел ускоряване на разработката на ПСИД на първо време ще се използва платформата myCBR, която работи в средата на продукта Protégé. Изборът на myCBR е направен на базата на предварителен сравнителен анализ [2] и [11] на редица комерсиални и некомерсиални софтуерни платформи за разработка на CBR системи. Недостатък на myCBR е че графичният му интерфейс не поддържа работа с големи обеми текст, а само със стрингове. Интерфейсът, обаче, може да бъде лесно преработен, поради свободния Java код на платформата myCBR.

5. СТРУКТУРА НА ПРЕЦЕДЕНТИТЕ И БАЗАТА ДАННИ НА ПСИД

Част от атрибутите на прецедентите на ПСИД са:

-Атрибути на проблема: възраст, пол, вид на завършеното средно образование, успех от предишно образование, оценки, тежест и трудност на елементите на теста, обща оценка от теста.

- Атрибути на резултата: вид извънаудиторни дейности - курсови проекти, тестове, по сложни или по-прости задачи, теория по темата и други (обучение чрез решаване, учене от грешките, учене чрез примерна история или по сценарии).

По-детайлната спецификация на атрибутите ще бъде извършена по време на разработката, тестването и верификацията на системата.

На по-следващ етап ПСИД ще бъде разширена да поддържа профил на обучаемите, като се въведе допълнителна информация съдържаща данни за обучаемите: факултетен номер, курс, група, специалност, данни за оценките на всеки един от тестовете и на препоръчаните на предходни етапи извънаудиторни дейности.

Базата от данни с прецедентите на ПСИД може да се записва в XML файлове или в стандартна база от данни, например mySQL, като по време на работа се зарежда изцяло в оперативната памет на компютъра.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направен е обзор на съществуващите CBR системи, ориентирани да решават проблеми в областта на образованието и в частност тестване на знанията на обучаемите и формиране на стратегии за повишаване на качеството на тяхното

обучение. На основата на този анализ са прецизирани изискванията към разработваната CBR програмна система за оценка на знанията на студентите и препоръки за извънаудиторни дейности. Основна цел на ПСИД е да подпомогне студентите при усъвършенстване на уменията и знанията им по дисциплината „Информатика", както и за повишаване на качеството на обучението.

На първо време ПСИД ще бъде разработена в средата на платформата myCBR, а на по-следващ етап като самостоятелна WEB-базирана система с интерфейс към автоматизирана тестваща система.

След тестване и верификация на работата на ПСИД, същата може да се адаптира към учебния материал по други дисциплини.

Планира се и разширяването на ПСИД с цел поддържане на профил на студентите, както и разработка на стратегия за адаптация на предлаганите теми за извънаудиторна дейност на основата на профила на студентите.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Almudena Ruiz-Iniesta, Guillermo Jiménez-Díaz and Mercedes Gómez-Albarrán, (2011) ***An Experimental Analysis of the Behaviour of a Personalized Case-based Recommendation Strategy for the Learning Domain,*** Proceedings of the 19th International Conference on Computers in Education. 2011 ,Chiang Mai, Thailand

[2] Atanassov A., L Antonov, ***Comparative Analysis Of The Capacities Of Case Based Reasoning Software Frameworks jCOLIBRI And MyCBR***, Journal of UCTM-, Vol. 47 issue 1, 2012, Sofia **ISSN 1311-7629,** pp. 83-90

[3] Avramenko,Y., A.Kraslawski, (2006) ***Similarity Concept for Case-Based Design in Process Engineering,*** Computers and Chemical Engineering, Vol.30, 2006, pp.548-557.

[4] ***Case-Based Reasoning Framework jCOLIBRI***, http://gaia.fdi.ucm.es/projects/ jcolibri/

[5] Funk P., Conlan O., **(2002)** ***Case-Based Reasoning and knowledge Management to Improve Adaptability of Intelligent Tutoring Systems,*** European Conference on Case-Based Reasoning, ECCBR2002 4 September 2002, Aberdeen Scotland

[6] Huang M., Huang H., Chen M., (2006) ***Constructing a personalized e-learning system based on genetic algorithm and Case-Based Reasoning Approach***, Expert Systems with Application 2006, Elsevier Ltd 2006

[7] Moore J, Means T., Kim B., (2004) ***Applying Case-Based Reasoning Principles Within A Technology Integration Learning Environment,*** Proceedings of Society for Information *Technology* & Teacher Education International Conference. 2004 Chesapeake, VA, pp. 3533-3538

[8] myCBR, http://www.mycbr-project.net/

[9] Pal,S., S.Shiu, Foundations of Soft Case-Based Reasoning, Wiley-Interscience, 2004.

[10] Wang F., Means T., Wedman J., (2003) ***Flying the KITE (knowledge innovation for technology and education) trough case-based reasoning knowledge repository***, Emerald Research Register 2003, www.emeraldinsight.com/1074-8121.htm, pp.19-31

[11] Бошнаков К., Антонов Л., Атанасов А., ***Сравнителен анализ на софтуер, реализиращ метода на прецедентите в задачите на диагностиката***, Proc. of the Anniversary Scientific Conference with International Participation "40 Years Department of Industrial Automation", University of Chemical Technology and Metallurgy-Sofia, Bulgaria, 18.03.2011, pp.89-94, **ISBN 978-954-645-043-8**

Автори: Атанас Атанасов, гл. ас. д-р от Химикотехнологичен и Металургичен Университет - София, катедра „Програмиране и използване на изчислителни системи", *email: naso@uctm.edu*; Фани Томова, гл. ас. от Химикотехнологичен и Металургичен Университет – София, катедра „Програмиране и използване на изчислителни системи"; *email: ftomova@uctm.edu*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. д-р Е. Гарипов

ПРИЛАГАНЕ НА FMEA ЗА ОПТИМИЗАЦИЯ НА РАЗХОДИТЕ И ДЕЙНОСТИТЕ ПО ПРЕДСКАЗВАЩА ПОДДРЪЖКА

Георги Кондев, Димитър Тенчев

Резюме: *В настоящата разработката е направен кратък преглед на един от широко използваните методи за анализ на риска FMEA и неговото влияние върху конкурентоспособността на организациите. Описани са и основните стъпки свързани с дейности по събиране, обработка и анализ на данни относно риска в различните отдели на дадена организация. Основна информационна единица в случая представлява документ или комплект от документи свързани с описание на дейностите в оценявания обект. Получените резултати от експертна оценка на риска при работата на конкретен обект са представени в края на документа, като е разгледана и връзката между FMEA и т.нар. предсказваща поддръжка.*
Ключови думи: *предсказваща поддръжка, риск, конкурентоспособност.*

IMPLEMENTATION OF THE FMEA FOR OPTIMIZATION OF COSTS AND ACTIVITIES FOR PREDICTIVE MAINTENANCE

Georgi Kondev, Dimitar Tenchev

Abstract: *This paper is a brief overview of one of the widely used methods for risk analysis FMEA and its impact on the competitiveness of organizations. Described are the basic steps associated with the collation, processing and analysis of data on risk in different departments of an organization. Basic information unit in case is the document or set of documents related to a description of the activities evaluated object. The results of expert assessment of risk in the work of a particular object are presented at the end of the document being reviewed and the relationship between so-called FMEA and predictive maintenance.*

Keywords: *predictive maintenance, risk, competitiveness*

1. ВЪВЕДЕНИЕ ОТНОСНО FMEA

Методът FMEA - failure modes and effects analysis (анализ на възможността от появата на грешки и тяхното влияние) се основава на оценката на риска за възникване на дефекти и е широко приложим в ежедневната производствена практика. Ефективното използване на метода е свързано с анализ на машини и оборудване състоящи се от възли и компоненти с добре и ясно дефинирани повреди. Разработен е в началото на 60-те години на миналия век за осигуряване качеството на проектите APOLLO на NASA в САЩ. След това неговото прило-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

жение бързо се разпростира сред много организации в самолетостроенето, атомната енергетика, производството на автомобили и др. През 80-те години е въведен като основен модел при разработването на набор от фирмени стандарти в компанията FORD Motors, а добрата практика в тази посока се възприема положително и от други организации извън САЩ. Масовото приложение на метода в автомобилната индустрия е свързано с извършването на анализ от екипи състоящи се от представители на всички звена и отдели отговарящи за изработката и внедряването на даден продукт. Членовете на екипа имат точно дефинирани отговорности в съответствие с тяхната компетентност, а техния брой обикновено не надвишава 7-9 души. FMEA по своите характеристики представлява превантивен метод за осигуряване качеството на отделни системи, процеси, апарати и т.н. Използването му от споменатите екипи е насочено към бързо и точно откриване на приоритетите на съществуващите рискове, а чрез последващото им ранжиране да се идентифицират и набор от дейности, необходими за тяхното отстраняване.

Използването на FMEA започва с детайлно описание (най-често в табличен вид) на всички потенциални откази на наблюдавания обект (оборудване) и техният ефект върху него пряко или косвено. Описанието на възможната повреда дава информация за евентуалното отклонение в работата на наблюдавания компонент в сравнение с неговите оптималните стойности (например отворен кран, затворен капак, течове и др.). Ефектът от отклонението влияе върху цялостната работа на оборудването и най-често е свързан с нарушаване основно върху производителността, качеството, безопасността и др. Основната цел на FMEA е дефинирането на онези откази, които биха могли да допринесат в значителна степен за настъпването на нежелано събитие. Влиянието на човешкият фактор или т.нар. операторски грешки обикновено не се разглеждат и анализират от FMEA, но ефекта от подобно отклонение се представя чрез възможни повреди на наблюдаваната машина или апарат.

2. ИЗПОЛЗВАНЕ НА FMEA ПРИ ПРИЛАГАНЕТО НА ДЕЙНОСТИТЕ ПО ПРЕДСКАЗВАЩА ПОДДРЪЖКА

2.1. Предсказваща поддръжка (ПП)

По своята същност предсказващата поддръжка представлява процес на периодично или непрекъснато проследяване на ключови показатели за работата на машини и съоръжения за определен период от време. Така въз основа на събраните данни и оценка на експерти може да се предвиди кога и в каква степен е необходимо извършването на ремонтни дейности. Приетите програми в тази посока включват проследяване на изменението на параметрите на оборудването с течение на времето и предприемане на коригиращи действия, когато те излизат извън определени стойности.

Икономическият ефект от прилагането на предсказваща поддръжка в управлението на организациите влияе пряко върху бизнес резултатите и значително повишава конкурентоспособността им. Голяма част от принципите залегнали в ПП

се прилагат по различен начин в фирмите в Европа, САЩ и Япония. Внедряването на нова система за предсказваща поддръжка или усъвършенстване на съществуваща такава води до положителни резултати за организациите, свързани най-често с намаляване на производствените разходи, загубите, времето за производство на единица продукция и т.н. Системата позволява бързо идентифициране на машините и апаратите, които се нуждаят от подобрения или корекции на работата, като в същото време води и до изграждане на нова култура и навици сред персонала насочени към справяне с авариите по време на работа. С други думи ПП представлява мощен инструмент, който помага правилно да се идентифицират и отстраняват критичните за организацията проблеми свързани с работата на оборудването.

Предсказващата поддръжка се свързва с подобрения, които:

- предпазват машините, апаратите и оборудването от аварии;
- улесняват инспекциите, поправките и използването на техниката;
- осигуряват безопасна работа за служителите.

Ефективната предсказваща поддръжка е невъзможна без активното участие на екип от сътрудници извършващи основно следното:

- Коректни и ясни записи на резултатите от проведените ежедневни измервания, проверки и историята (фактите) при всяка авария;

- Активно споделяне на идеи за подобрения, водещи до предотвратяване на авариите и на причините, които ги предизвикват;

Въз основа на направените записи специалистите по поддръжка и проектантите на оборудването изучават корелацията между явленията и повтаряемостта на проблемите. По този начин се постига съществено усъвършенстване на машините, което води до намаляване вероятността от появата на аварии, усъвършенстване на дейностите по поддръжката и повишаване на безопасността. Процесът на ПП е свързан с наблюдение на работата на оборудването от операторите, регистрация на информация за нея от една страна и усъвършенстване на проектирането и функционалността на произвежданото оборудване от техните производители от друга.

2.2. Дейности по прилагането на FMEA

Основните задачи, които се извършват при прилагането на FMEA са следните няколко:

- откриване, оценяване и анализиране на потенциалните аварии и причината за тяхното възникване;
- регламентиране на съответни подобрения целящи намаляване и предотвратяване на възникването на аварии;
- въз основа на резултатите от прилагането на методиката FMEA да се създаде и поддържа база данни за вземане на обосновани решения в контекста на ПП.

Първата задача е с решаваща роля при анализ на работата и поддръжка на машините, апаратите и оборудването. Идентифицирането на авариите може да бъде с различна степен на сложност, в зависимост от конструктивните особености на машините, както и от възможността за адаптиране на диагностична апаратура към тях. За успешното изпълнение на задачата и обвързване на анализа с предсказващата поддръжка е необходимо натрупване на статически данни за вида на авариите в системата. Събирането на подобни данни за поведението на оборудването чрез непрекъснат мониторинг на работния процес е логично да бъде формализирано, за да подлежи на адекватна информационна обработка. Една от удачните форми за системно събиране на данни за осъществени ремонти по вид – основни, междинни, текущи и аварийни е т.нар. маршрутен лист на ремонта (МЛР). Този документ представлява цялостно описание на всички дейности, извършвани при провеждането на определен ремонт на определено основно средство. В него се въвеждат данни свързани с инвентарен номер на обекта, лице което работи с него, вид на ремонта, лице което е установило необходимостта от ремонт, установени проблеми, евентуална причина, вложени материали и труд и др. Данните от МЛР се въвеждат в конкретното за съответното оборудване досие, където се систематизират и дават статистическа представа за работата на оборудването, авариите, ремонтите и са обективна основа за предприемане на превантивни дейности по поддръжката.

За удовлетворяване на непрекъснато растящите потребности от бърза „светкавична" реакция при съмнения за настъпване на аварии е възможно автоматизираната обработка на данните да се извършва със създаден за целта софтуер. Използването на подобни информационни модули дава възможност данните от МЛР да се ранжират и сортират директно в досиетата на оценяваните обекти. Оптимизирането на работата на софтуера предполага предварително възприета терминология за съответното събитие, което позволява бързата обработка и сегментиране например за брой ремонти по видове, по причини, по вложени резервни части, по продължителност, по вложени финансови ресурси и т.н. Натрупаната информация може да бъде обработена чрез разработени ключови индикатори за работата (т.нар. KPI), които показват динамиката на ефикасността и ефективността от работата на системата за ПП за различни интервали от време според интереса на мениджмънта. Например брой еднотипни откази за единица време, вложени финансови разходи за поддръжка отнесени към количество произведена продукция, човекочасове за ремонт отнесени към единица произведена продукция.

Втората задача е свързана с прилагането на FMEA насочена към предсказваща поддръжка и превантивното въздействие върху обектите.

Аварията по своята същност представлява отклонението от определени работни характеристики на машините и оборудването, което се изразява и в нарушаване на нормалното състояние на цялата система от която те са част. Под подобно отклонение се разбира не само пълното нарушаване функционирането на произвеждания продукт, но и влошаване на неговите основни характеристики до ниво, по ниско от установените оптимални граници. Анализа на ефекта от ава-

риите е насочен към оценка на последствията, които са се получили след появата им. Най-често авариите се оценяват и подреждат по приоритет в зависимост от вероятността от проява, сериозността при поява и откриваемостта им. С прилагането на методиката FMEA се дава възможност за ранжиране на авариите като се започне от тези, които са със сериозни последствия при реалното им проявяване не само за повредените детайли, но и за елементите, които се намират в непосредствена физическа връзка с тях.

С появата на аварията в работата на машината се нарушават/ променят определени работни функции, които се разделят най-често на преки (първостепенни) и косвени (второстепенни). Преки са тези при нарушаването, на които устройството не може да се използва по предназначение. При нарушаване на косвените, машината продължава да работи, но не отговаря на определени изисквания, свързани с екологичните, технологичните, икономически и други показатели.

Чрез прилагането на методиката FMEA се дава отговор на въпроса, дали и в каква степен е целесъобразно при нарушаване на работните функции на машината да продължава да се използва или да бъде спряна за ремонт.
Подходът се използва широко при проектиране на нови продукти, разработване на планове за подобрения на съществуващи продукти, промени в процесите по гаранционен и извън гаранционен сервиз, идентифициране на връзките между машините и апаратите в една производствена система и възможностите за предотвратяване на авариите през жизненият им цикъл.

Прилагането на FMEA обикновено преминава през следните стъпки:

1. Детайлно описание на функцията на машината в производствения процес.
2. Определяне различните модели на аварията.
3. Съставяне на списък с вероятните последствия от настъпването на аварията.
4. Определяне значимостта (тежестта) на последствията от аварията.
5. Определяне интензивността на авариите.
6. Определяне възможностите за достъп и идентифициране на аварията.
7. Изчисляване на PRN за важността от един отказа.
8. Приоритизиране на авариите.
9. Планиране на действия за елиминиране или намаляване на риска от възникване на аварията.
10. Прогнозиране и преизчисляване на новите стойности по т. 4, 5 и 6 на PRN.

Всяка определена по този начин авария може да има различни последствия и с различно ниво на тежест. Въз основа на това трябва да се присвои индивидуална оценка, в зависимост от степента на последствията от съответната авария.(таблица 1)

Сериозност на аварията R Таблица 1

оценка	значение
1	Няма ефект
2	Много малък ефект (открит само от някои клиенти)
3	Малък ефект (забелязан от повече клиенти)
4/5/6	Среден ефект (забелязан от по-голяма част от клиентите)
7/8	Висок ефект (загубване на преки функции)
9/10	Много висок ефект (аварията може да доведе до нараняване на оператора)

Въз основа на създадената базата данни се определя интензивността на появяване на авариите. При липсата на подобна информация или наличната е недостатъчна се извършва прогноза за вероятността от появата на аварията и надеждността на машината. (таблица 2)

Вероятност за поява P Таблица 2

оценка	значение
1	Няма данни за появяване на подобни аварии
2/3	Слаба честота (нови аварии)
4/5/6	Средна честота (рядко повтаряща се авария)
7/8	Висока честота (периодично повтаряне на аварията)
9/10	Много висока честота (аварията е почти неизбежен)

Оценката за определяне на причинно-следствените връзки за възникване и идентифициране на аварията до голяма степен се определя от възможността за мониторинг и контрол на машините и апаратите в една система. (таблица 3).

Откриване причините за аварията N Таблица 3

оценка	значение
1	Почти неизвестни
2	Лесно откриваеми
3	Средна трудност при откриването им
4/5/6	Трудно откриваеми
7/8/9/10	Много трудно откриваеми

Определянето на PRN (приоритетен рисков номер) се получава по следния начин:

PRN = P x R x N, където

R е сериозност на аварията;
P – вероятност за поява на отказа и
N - откриване причината за аварията

Третата задача е свързана със създаването на информационна база данни, даваща възможност за избор на рационална стратегия за предсказваща поддръжка на машините и прогнозиране на риска от тяхната работа при променени работни функции.

Използването на подобна информация е целесъобразно не само при оценка на риска, но и при вземането на обосновани решения от ръководството на организацията относно необходимите ремонти на машините и апаратите. Влияние върху окончателното решение оказват и промените в необходимите за ремонта човекочасове, доставката или изработката на резервни части, пропуснати ползи от престоите по време на ремонта и т.н.

Ефективното проследяване на измененията с подходящ за целта програмен продукт е свързано и с разходи за неговото закупуване или създаване, внедряване и настройка, обучение на служители и други подобни дейности, които биха оскъпили цялостното използване на интегрирана система за предсказваща поддръжка.

3. ПРИЛОЖЕНИЕ НА FMEA ПРИ ЕКСПЕРТНА ОЦЕНКА ЗА ИЗБОР НА КРИТИЧНО ЗА РАБОТАТА НА СИСТЕМАТА ОБОРУДВАНЕ

Разглежданият казус е частично литературен, но данните се основават на предишен опит на авторите.

Обект на примерен анализ чрез FMEA е процесът на добив на въглища по открит способ чрез поточно-циклична технология. Процесът се състои в отнемане на земните пластове с помощта на багер до достигането на съответните слоеве (хоризонти) с въглищни пластове. Иззетата земна маса се товари на камиони и извозва до т.нар. разтоварища.

Следващият етап е изгребване на въглищния пласт отново с багери разтоварване в бункер-трошачки, изсипване върху гумено-транспортни ленти (ГТЛ) и извеждане на въглищната маса до коловози с Ж.П. вагони. Чрез тях въглищата се извозват до съответния ТЕЦ. Прилагането на подхода е примерно и се реализира в следните няколко стъпки:

3.1. Описание и FMEA на елементите в системата

Прави се оценка на всички елементи в системата, за да се оценят най-критичните по отношение на тяхното функциониране. След редица допускания поставяме фокуса върху работата на багерите по откривката.

Продължавайки с допусканията за този случай рискът за спиране на производствения процес е най-голям при дейността откривка.

Критични от тази гледна точка са багерите работещи в тази фаза на процеса. FMEA е насочен към идентификация на работата на някои от компонентите на багера представени в Таблица 4.

Таблица 4

№	Наблюдавани елементи на багер	Вероятност	Сериозност	Откриваемост	Обща оценка на риска
1	Износване и счупване на зъби на кофата	2	5	10	100
2	Спиране работа на електродвигателя	1	10	10	100
3	Скъсване на въжетата движещи кофата	4	7	8	224
4	Ролките за движение на въжетата спират да се въртят	8	7	9	504
5	Спиране на веригите за придвижване	2	7	5	70
6	Скъсване на захранващи кабели при движение	1	8	2	16

От наблюденията направени на работата на багерите в една мина за въглища бе установено, че най-често проявяваната причина е късане на въжетата задвижващи кофата. Изследването на този проблем чрез FMEA в непълен вид е представено в таблица 5. Основната причина за протъркване и късане на въжетата е не движещи се ролки дължащо се на блокиране на лагерите им. В рамките на едномесечен цикъл на наблюдение на четири багери това се случва средно шест пъти. Останалите посочени и другите не посочени елементи са с по-малка значимост за оптимална работа на системата, а оценката е направена по експертен път.

Таблица 5

№	Наблюдавани елементи на ролките	Вероятност	Сериозност	Откриваемост	Обща оценка на риска
1	Спиране движението на лагерите	6	7	8	336
2	Изкривяване на носещата лагерите ос	1	6	6	36
3	Намаляване пропускливостта на смазващия механизъм	2	3	5	30
4	Счупване на външния закрепващ механизъм	3	5	3	45

3.2. Връзка между резултатите от FMEA с дейности по извършване на предсказваща поддръжка.

За оценка на реалните икономически ползи от подобно обвързване на предсказващата поддръжка с необходимите коригиращи дейности по намаляване на риска от аварии е целесъобразно да се оцени, както производителността на наблюдаваното оборудване така и цената на произвеждания продукт. Твърде често решението за извършване на ремонт след анализ на събрани данни от вградена предсказваща поддръжка е свързано с по-малко човекочасове, части, пропуснати ползи и намален риск за здравето на хората.

Съществена част от дейностите по осигуряване на ефективна работа на разглежданото оборудване е извършването на превантивна поддръжка и ремонт по установен график. Реализирането на ритмичен и непрекъснат процес на работа изисква и висока надеждност на анализираната чрез FMEA система за предсказваща поддръжка. По разглеждания казус основните причини за блокиране на лагерите е недостатъчно като честота и количество смазване. Внедряване на дейностите по ПП в тази насока би могло да бъде реализирано чрез въвеждането на следните дейности насочени към мониторинг на работата:

- Постоянно наблюдение на хлабините на лагера с автоматичен уред за измерване на разстоянията между оста и лагерите;
- Прилагане на вибрационен анализ чрез звукови датчици на тялото на ролките настроени на честотата на звука от въртенето на лагерите;
- Монтиране на автоматичен термодатчик за отчитане загряването на лагера при движението;
- Провеждане на акустичен анализ на шума при оптималната работа на ролките. Създаване на стандартна аудиограма спрямо която се сравняват показателите от вибродатчиците.

Ефектът от подобренията би довел до намаляване на вероятността от блокиране на лагера и на ролките и скъсване на въжетата на кофата по експертна оценка до единица. Откриваемостта също се повишава като достига до стойност от три, а общата стойност на PRN вече ще бъде 21.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По своята същност FMEA е превантивен метод за осигуряване качеството на системи, конструкции и процеси Посредством него и с помощта на професионалисти, представящи познанията знам как (know how), е възможно да се открият приоритетите на съществуващите рискове, а чрез ранжирането им да се определи последователност от дейности, необходими за тяхното отстраняване. Методът се характеризира с универсалност при употреба за оценка на различни системи и обекти. В настоящия етап на промишлено развитие той намира все по-широко разпространение при осигуряване и управлението на качеството на етапа на проектиране, производство и експлоатация. Разбира се цялостното проучване и анализиране на влиянието на метода FMEA върху конкурентоспособността на организациите от различни сектори в Българи би помогнало те да

се преборят с конкурентите на вътрешния и международен пазар. Това е един от основните мотиви на авторите да работят в тази насока.

5. 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] Бошнаков К, Л Антонов, А Атанасов,(2011***) Сравнителен анализ на софтуер, реализиращ метода на прецедентите в задачите на диагностиката***, Anniversary Scientific Conference "40 Years Department of Industrial Automation", University of Chemical Technology and Metallurgy", Sofia 18 March, 2011.

[2] D. H. Stamatis, (1995***) Failure mode and effect analysis: FMEA from theory to execution***, ISBN-13: 978-0873893008

[3] R. E. McDermott, ***The basics of FMEA***, 2nd Edition ,(1996) Productivity Press; 2 edition (September 6, 1996), ISBN: 1563273772

[4] Tixier, J., G. Dusserre, O. Salvi, D. Gaston. ***Summary of System Safety Techniques and Methodologies. Journal of Loss Prevention in the Process Industries***, 15, 2002, pp. 291–303.

Автори: Георги Иванов Кондев, гл. ас. – катедра „Икономика и стопанско управление" при ХТМУ – София, *e-mail: kondev@uctm.edu*

Димитър Христов Тенчев , доц. д-р - катедра „Икономика и стопанско управление" при ХТМУ – София, *e-mail: dtenchev@uctm.edu*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА СХЕМА ЗА ФАЗОВА АВТОМАТИЧНА ДОНАСТРОЙКА НА ЧЕСТОТАТА В СИСТЕМИ ЗА ПРЕДАВАНЕ НА ИНФОРМАЦИЯ С ХАОТИЧНИ СИГНАЛИ

Галина Чернева

Резюме: *Традиционно системите за фазова автоматична донастройка на честотата (ФАДЧ) се използват при детектиране на сигнали, синхронизиране на генератори, синтезиране на честоти, където изследванията са свързани с режима на синхронизация и устойчивата работа на системата. Но разгледани от позицията на нелинейната динамика, системите за ФАДЧ са нелинейни автоколебателни системи, в които се реализират и хаотични движения. Това ги прави приложими при разработване на генераторни схеми на хаотични сигнали.В настоящата работа се предлага структурна схема на система за предаване на информация с хаотично превключване, хаотичните генератори в която са на базата на схема за ФАДЧ.*
Ключови думи: *хаотични сигнали, система за фазова автоматична донастройка на честотата, фазова синхронизация*

APPLICATION OF SCHEME FOR PHASE LOCKED LOOP CIRCUIT IN SYSTEMS FOR TRANSMITTING INFORMATION WITH CHAOTIC SIGNALS

Galina Cherneva

Abstract: *Usually systems of Phase Locked Loop Circuit (PLLC) the frequency used in the detection of signals, synchronization on generators, frequency synthesis, where research related to the synchronization mode and sustainable operation of the system. But systems for PLLC are nonlinear oscillator systems in which realized on chaotic signals. This makes them applicable to the development of generation schemes of chaotic signals. In this paper provides the structural scheme of a system for transmitting information with chaotic shift keying, chaotic generators in which are based on a scheme PLLC*
Keywords: *chaotic signals, phase locked loop, phase synchronization*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Едно от преспективните направления, свързано с приложните аспекти на теорията на динамичния хаос [1,2], е разработване на системи за предаване на ин-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

формация при използване на хаотични носители. За реализацията на комуникационна система с хаотични сигнали в предавателя и в приемника се интегрират хаотични системи. Тази в предавателя е „управляваща" (водеща), а тази в приемника – „подчинена" (водена).

При изграждане на комуникационни системи с хаотични сигнали възникват няколко проблема. Първият е свързан с избора на хаотичната система. Тя трябва да генерира слабо корелирани хаотични колебания, чийто характеристики да могат да се управляват чрез въздействие върху параметрите на системата.

Другият проблем е свързан със синхронизацията на хаотичните системи, т.е. подчиняване на динамиката на водената система към тази на водещата. Болшинството от изследванията [3,4] се базират на пълната синхронизация, която означава пълно съвпадение на векторите на състоянието на двете системи. Това, обаче, е трудно реализуемо поради особеностите на хаотичното движение и силната му зависимост от началните условия.

Определящ за структурата на предавателя и приемника е и методът за наслагване на информационните колебания върху хаотичните. Сред разнообразието на тези техники [1,2,3] са хаотичната маскировка, нелинейно подвключване и хаотичното превключване, което е удобно при предаване на дискретни съобщения [3].

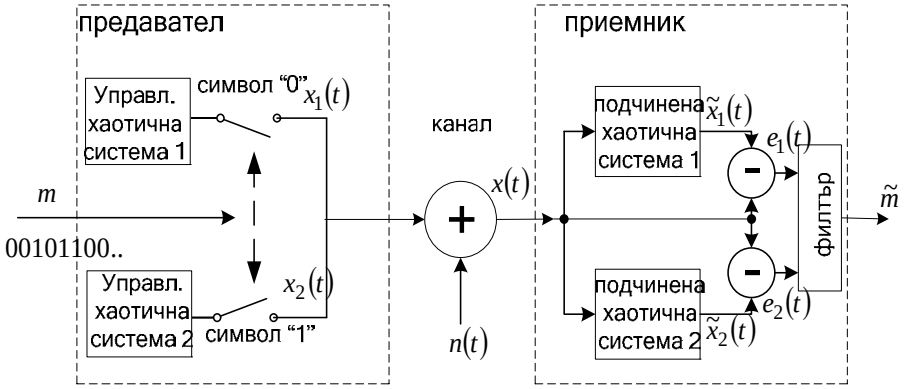
Системите за фазова автоматична донастройка на честотата (ФАДЧ) са сложни динамични системи, в които се реализират голям брой периодични и апериодични състояния. В [6] бе показано, че при определени условия те генерират разнообразни хаотични колебания, чийто характеристики могат да се управляват чрез въздействие върху параметрите на веригата за управление. Това ги прави приложими и при разработване на генераторни схеми на хаотични сигнали.

В настоящата работа се предлага структурна схема на система с хаотично превключване, хаотичните генератори в предавателя и приемника на която са реализирани във вид на система за ФАДЧ. Системата работи на базата на фазова синхронизация на хаотичните сигнали [5], при която се изравняват моментните им фази.

2. СТРУКТУРА НА ХАОТИЧНА СИСТЕМА СЪС СХЕМИ ЗА ФАДЧ В ПРИЕМНИКА И ПРЕДАВАТЕЛЯ

Системата е за предаване на дискретни сигнали, поради което е удачен методът на хаотичното превключване [3], илюстриран със структурната схема на фиг.1.

В общия случай този метод се реализира, като в предавателя и приемника се интегрират по две хаотични системи. Двоичният информационен сигнал m се кодира чрез предаване на хаотичен сигнал $x_1(t)$, генериран от управляваща система «1», когато се предава „0" и чрез хаотичен сигнал $x_2(t)$, генериран от управляваща система «2», когато се предава „1". При кохерентно приемане (фиг.1) възстановяването на информационния сигнал се извършва след синхронизацията между съответните подчинена и управляваща хаотични системи.



Фиг.1

Когато предаденият сигнал е $x_1(t)$, са синхронизирани системи «1» и функцията на разсъгласуване е:

$$e_1(t) = x(t) - \tilde{x}_1(t) = 0 .$$

Когато предаденият сигнал е $x_2(t)$, са синхронизирани системи «2» и

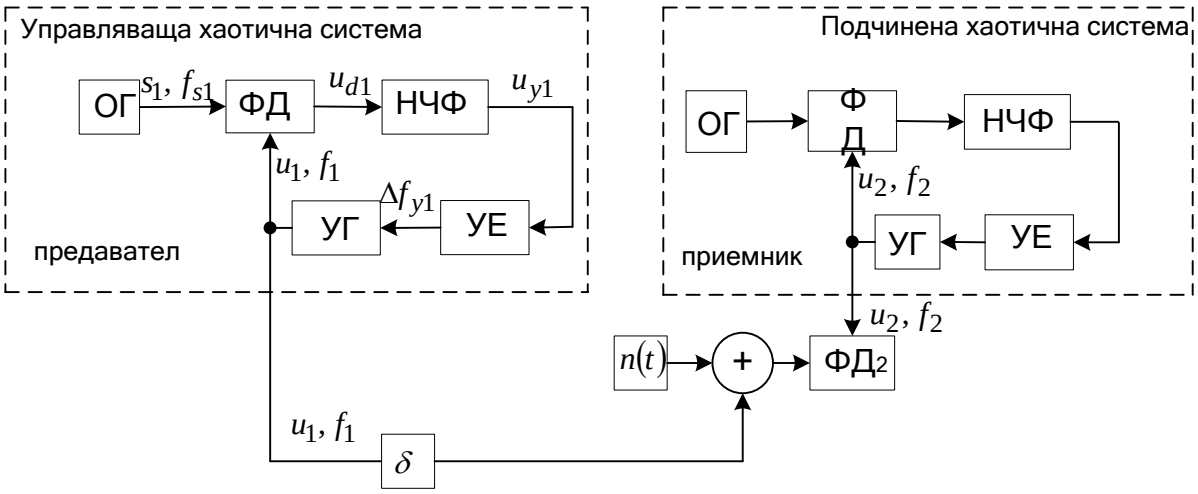
$$e_2(t) = x(t) - \tilde{x}_2(t) = 0 .$$

В предлаганата структурна схема на комуникационна система методът на хаотичното превключване се реализира чрез интегриране в предавателя и приемника само по един хаотичен генератор, изпълнен във вид на система за ФАДЧ , както е показано на фиг.2. Външният сигнал s_1, с фаза φ_{s1}, генериран от опорния генератор (ОГ) в предавателя и сигналът от управляемия генератор (УГ) с фаза φ_{u1}, постъпват във фазовия дискриминатор (ФД). При разлика във фазите им $\varphi_1(t) = \varphi_{s1} - \varphi_{u1}$ се формира сигнал u_{d1}. Той се преобразува от нискочестотния филтър (НЧФ) в управляващ сигнал u_{y1}, под чието действие управляващият елемент (УЕ) осъществява необходимата корекция на честотата с Δf_{y1}, зависеща от началната разстройка на честотата f_0 на УГ .

В [6] бе изведено диференциалното уравнение, описващо динамиката на процеса в системата за ФАДЧ, за случая на нискочестотен RC филтър от първи ред и дискриминационна характеристика на ФД от вида $\cos\varphi(t)$. Показано бе, че с промяна на началната разстройка на честотата, в системата се реализират различни хаотични атрактори. Следователно в предавателя може да се генерират два различни хаотични сигнала $x_1(t)$ и $x_2(t)$ чрез изменение на началната честотна разстройка между две стойности f_{01} и f_{02}. Стойността f_{01} ще съответства на символ 0, а f_{02} - на символ 1. Така управляващата хаотична система ще се превключва между два атрактора в зависимост от двоичния информационен сигнал.

В предлаганата схема системите за ФАДЧ в предавателя и приемника са идентични. Връзката между тях се осъществява чрез допълнителен фазов дискриминатор ($ФД_2$), който сравнява сигналите от управляемите генератори u_1 и u_2. Въпреки идентичността на системите за ФАДЧ, поради обстоятелството, че ха-

отичните процеси не могат да стартират от абсолютно еднакви начални условия, те са различни.



Фиг.2

Приема се, че в канала за връзка въздейства само адитивен бял шум $n(t)$.
Въз основа на диференциалното уравнение, описващо динамиката на процеса от [6], математичният модел на функционалната схема от фиг.2, при RC филтър е във вида:

$$\begin{cases} \dfrac{d^2\varphi_1}{dt^2} + \dfrac{1}{\tau}\dfrac{d\varphi_1}{dt} + \dfrac{2\pi U_m S_y}{\tau}\cos\varphi_1 = \dfrac{2\pi f_0}{\tau} \\ \dfrac{d^2\varphi_2}{dt^2} + \dfrac{1}{\tau}\dfrac{d\varphi_2}{dt} + \dfrac{2\pi U_m S_y}{\tau}\cos\varphi_2 + \delta\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + n(t) = \dfrac{2\pi f_0}{\tau} \end{cases}, \qquad (1)$$

където φ_1 и φ_2 са фазовите разлики на двете системи за ФАДЧ,

τ е времеконстанта на филтъра,

U_m е максималната стойност на изходното напрежение от ФД,

S_y е стръмност на характеристиката на УЕ.

Динамиката на подчинената система зависи от степента на въздействие (на връзка) от страна на управляващата система, изразена чрез параметъра δ.
Възстановяването на информационния сигнал се извършва след фазова синхронизация между двете хаотични системи. Тя се установява чрез анализ на разликата в моментните фази $\theta_1(t)$ и $\theta_2(t)$ на сигналите, която трябва да е ограничена по време, т.е.

$$|\theta_1(t) - \theta_2(t)| \le const. \qquad (2)$$

Аналитично моментната фаза може да се определи като се приложи непрекъснато уейвлет-преобразуване с базисната комплексна функция на Марлет ψ_{s,t_0} [7] за всяко от хаотичните колебания (1) от вида:

$$W(s,t_0)=\int_{-\infty}^{\infty}\varphi(t)\psi^{*}_{s,t_0}(t)dt\ , \qquad (3)$$

където:

s са времеви мащаби (честоти);

ψ^{*}_{s,t_0} е спрегнат комплекс на функцията,

t_0 е променлива, която характеризира преместването по време на уейвлет-ната функция.

Фазата на сигнала е

$$\theta(t_0)=\arg W(s,t_0). \qquad (4)$$

След като се определи енергийният спектър на уейвлет-преобразуването като

$$S(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\psi_{s,t_0}e^{-j2\pi ft}dt\ , \quad (5)$$

се търси този диапазон от времеви мащаби $[s_a, s_b]$, в който да е изпълнено (2) и енергията на уейвлет-спектъра да е различна от нула. В този диапазон управляващата и подчинената хаотични системи са в синхронизация се извършва възстановяване на информационния сигнал.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлаганата в работата структурна схема на радиокомуникационна система се базира на използването на схеми за ФАДЧ в качеството на хаотични генератори в приемника и предавателя. Реализирането на различни хаотични колебания, с които да се кодира предаването на двоичните символи на информационния сигнал, е възможно чрез промяна на началната разстройка на честотата в системата за ФАДЧ. По този начин се постига генериране на различни хаотични колебания чрез въздействие върху параметрите на веригата за управление, при сравнително проста структура на хаотичните системи в предавателя и приемника.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Залогин.Н.Н., Кислов В.В. (2009), ***Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнике и информационных системах***, М. Радиотехника. 2009.

[2] Kapitanialc, T., (2000), ***Chaos for Engineers: Theory, Applications and Control***. Second revised edition, Berlin: Springer.2000

[3] Kolumban G., M.P. Kennedy, L.O. Chua., (1998), ***The role of synchronisation in digital communications using chaos - part II : Chaotic modulation and chaotic synchronisation***, IEEE Transactions on Circuits and Systems - I : fundamental theory and applications, Vol. 45, No. 11, 1998

[4] Pecora L.M. ,T.L Caroll, (1990), ***Synchronization in chaotic systems***. Phys. Rev. Lett. , vol. 64.1990
[5] Астахов В.В., А.В. Шабунин, (2006), ***Противофазная синхронизация и формирование мультистабильности в симметрично связанных бистабильных системах***. Известия вузов. прикладная нелинейная динамика, 2006, т.14.
[6] Чернева Г. (2011), ***Формиране на хаотични процеси в системи за фазова автоматична донастройка на честотата***. Механика, транспорт, комуникации. Бр.3.2011, стр.VIII-8- VIII-12
[7] Чуи Т.К.,(2001), ***Введение в вейвлеты***. – М.: Мир, 2001

Автор: Галина Чернева, доц. д-р – катедра „Електротехника и физика",ВТУ „Т. Каблешков" *email: gcherneva@mail.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

ИЗМЕРВАНЕ КОЛИЧЕСТВОТО НА РАЗТВОРЕН КИСЛОРОД С КИСЛОРОДОМЕТЪР ВЪВ ВОДНИ ЕКОСИСТЕМИ ОСНОВНИ ПРИНЦИПИ И КАЛИБРИРАНЕ

Анна Димитрова

Abstract: *Разтвореният кислород е основен показател за качеството на водите. Количеството разтворен кислород е един от най-точните индикатори за състоянието на водните екосистеми. Затова от съществено значение е да се следят нивата му на концентрация. В статията е описано подробно устройството на кислородометър и начина на манипулиране с него.*
Ключови думи: *измерване, разтворен кислород, водни екосистеми, кислородометър, калибриране, мониторинг.*

MEASUREMENT OF DISSOLVED OXYGEN (DO) IN AQUACULTURE WITH DISSOLVED OXYGEN METER BASIC PRINCIPLE AND CALIBRATION

Anna Dimitrova

Abstract: *Dissolved oxygen (DO) is very important water quality parameter. The amount of dissolved oxygen is one of the best indicators of the state and health of the water ecosystems. Therefore the monitoring of DO levels in aquaculture is necessary to be done. This paper describes in details the design of the oxygen meters and the measurement method of DO with it.*
Key words: *measurement, dissolved oxygen (DO), aquaculture, dissolved oxygen meter, calibration, monitoring.*

1. INTRODUCTION

The amount of dissolved oxygen (DO) in water media is considered to be the most important water quality variable for aquaculture. In the broadest sense, however, dissolved oxygen concentration is no more important than other environmental variables because any factor that is outside the range tolerated by fish can cause stress or death. What makes dissolved oxygen concentration so important in intensive fish culture is the speed with which it can change. The concentration of DO can change from optimum to lethal levels over a matter of hours or sometimes even minutes. No other critical environmental variable in fish culture is so dynamic [1].

The dynamic nature of dissolved oxygen results from the interaction of three factors. First, oxygen is not very soluble in water so water has only a limited capacity to "hold" oxygen. Second, the rate of oxygen use by fish, plankton and organisms living in the pond mud can be high. Third, oxygen diffuses very slowly from the atmosphere

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

into undisturbed water. The combination of these three factors- limited solubility, rapid use and slow replenishment can cause rapid changes in dissolved oxygen concentrations [1].

Dissolved oxygen levels can be managed with aeration, but the response time for taking corrective measures is short. This makes it critical to have a rapid and reliable method of measuring dissolved oxygen concentrations so that aeration devices can be activated when needed [1].

There are a number of methods to measure dissolved oxygen concentration and more popular are titration method (Winkler method) and direct measurement with oxygen meter.

The selection of the methods is based on the number of ponds or tanks to be measured or the level of accuracy required or the cost of the measurement technique.

The titration-based “drop count” method fairly rapidly assesses whether or not there is sufficient dissolved oxygen in water. The drop count method is cheap and appropriate if DO concentration is to be measured infrequently in a few ponds or tanks. However, on commercial fish farms or in any other situation where DO measurement of many ponds or culture units is routine, a dissolved oxygen meter is an indispensable piece of equipment.

2. DESIGN OF THE OXYGEN METER

The oxygen meter has two components - a sensor and a meter. Various types of sensors are available, but they all operate in basically the same principle: the sensor reacts with oxygen and an electrical signal is produced in proportion to the oxygen concentration.

The signal is then amplified, translated into concentration units, and displayed by the meter. The meter circuitry also compensates the reading for changes in temperature, altitude or salinity. The meter circuitry may also include features to aid in calibration.

Most DO sensors operate as electrochemical cells with cathode and anode connected by a “salt bridge” consisting of a saturated electrolyte solution. In most sensors, oxygen passes through a permeable membrane and is chemically reduced within the sensor. The chemical reduction of oxygen generates an electrical current that is processed by the electronic components within the meter and displayed as a DO concentration. The current is proportional to the concentration. Thus, DO meters do not measure oxygen concentration directly, but measure a voltage that is produced by the chemical reactions of oxygen with the various components of the sensor [2,3,4]. This type of dissolved oxygen meter has been widely used to development of biosensors for measurement and control of water pollutants [5].

2.1. TYPES OF DISSOLVED OXYGEN SENSORS

Polarographic or Clark sensors use gold or platinum as the cathode and silver as the anode (Fig. 1). Polarizing voltage is applied to the cathode to cause the reduction of oxygen within the sensor [6].

Oxygen is consumed at the cathode according to the reaction:

$O_2 + 2H_2O + 4e^- \rightarrow 4OH^-$

In response to the production of hydroxyl ions at the anode, and in order to preserve the charge balance of the electrolyte (saturated KCl) solution, chloride ions re-

act with silver at the anode according to the reaction:

$$Ag^{o} + Cl^{-} \rightarrow AgCl$$

Therefore, the chloride ions in the electrolyte solution function as a "carrier" of the electric potential.

Galvanic sensors use silver or platinum as the cathode and lead, iron or zinc as the anode. Application of a polarizing voltage is not necessary because the reduction of oxygen in the presence of the sensor materials is spontaneous. Thus, a galvanic sensor is like a battery (fuel cell) that is fueled by oxygen. Galvanic sensors typically have faster response times than polarographic sensors and are more expensive [7,8].

Fiber optic oxygen sensors consist of an optical fiber with a sensor tip that contains a thin layer of oxygen-sensitive fluorescent dye dissolved in pure silicon. The optical fiber carries blue light from a light-emitting diode (LED) to the sensor. This stimulates the dye to emit fluorescent light that travels back up the optical fiber to a photodetector. Oxygen diffusing into the sensor tip binds to the fluorescent dye, which reduces ("quenches"), the intensity of light emission. The extent of quenching is directly related to oxygen concentration. Fiber optic sensors are very sensitive at low DO concentrations. Fiber optic sensors are sensitive to ambient light, but this problem can be overcome by coating the sensor tip with silicon. However, this silicon overcoat will reduce probe response time [9].

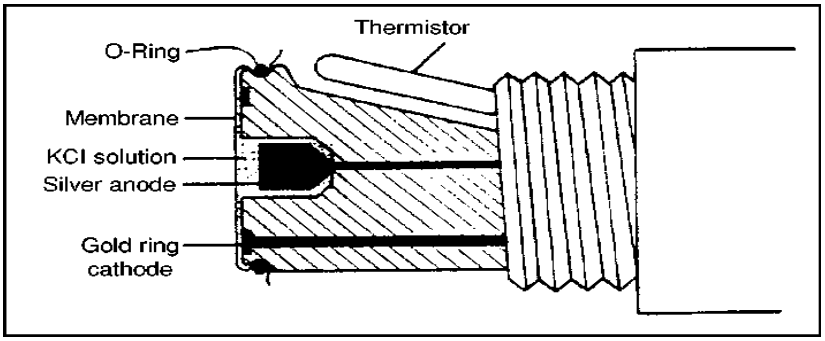


Figure 1. A cross section of a typical polarographic dissolved oxygen sensor

3. DESIRABLE FEATURES OF OXYGEN METER

Many different oxygen meters are commercially available and each model has a unique combination of features that makes it more or less suitable for a particular application. The best meter for occasional use in an indoor setting, such as a hatchery, will be quite different from the one that is best for regular use under rough, outdoor conditions. The purchase decision is further complicated by the fact that good meter systems are expensive, primarily because precious metals are used in the construction of many sensors. Before buying a meter, consult with other fish farmers, Extension specialists, aquaculture supply companies, and meter manufacturers to identify the most suitable one.

Some of the desirable features of a dissolved oxygen meter suitable for making field measurements include:

- accuracy
- rapid response
- ease of calibration

- water resistance
- sturdy, rugged construction
- automatic temperature compensation
- manual salinity compensation
- manual barometric pressure compensation
- measures from 0 to 200 percent saturation
- easily changed cable or probe

4. OPERATING AN OXYGEN METER

Before working with oxygen meter it is necessary to read the instructions that come with the meter to understand how it works and how to use it properly. Remember, the number displayed by the meter is not necessarily accurate. The number on the display is correct only when the meter has been properly calibrated, the measurement is made correctly, and the sensor and meter have been properly maintained. One common step in the use of most meters is calibration, and some details of this process are presented in the next section.

4.1. CALIBRATING AN OXYGEN METER. MOIST AIR CALIBRATION

Dissolved oxygen meters do not measure dissolved oxygen concentration directly, but measure an electrical current that is proportional to dissolved oxygen concentration. Therefore, the meter must be standardized to a reference condition that compares an electrical current to a known DO concentration. The most common reference condition is the oxygen concentration of air saturated with water vapor (100 % humidity).

There are several techniques for calibrating meters. Consult the operations manual for specific instructions. Moist air calibration is the simplest and most straightforward method. Dissolved oxygen meters should be calibrated before each use. The following steps describe moist air calibration of dissolved oxygen meters with commonly used polarographic sensors.

Inspect the sensor for bubbles under the membrane and tears or fouling of the membrane.

Bubbles prevent proper meter calibration and cause readings to fluctuate erratically. Before placing the membrane on the sensor tip, lightly tap the probe body while holding the probe vertically upright to dislodge bubbles formed when filling the probe body with electrolyte solution. Replace the membrane if bubbles are present (Fig. 2). Wipe the membrane with a smooth cloth to remove water drops from the membrane surface.

Place the sensor in a bottle with a moist sponge or paper towel in the bottom.

Calibration must occur in an environment in which the surrounding air is saturated with water vapor. Otherwise, calibration will be inaccurate and DO measurements will be erroneous.

Turn the instrument on.

If the instrument does not activate, check the condition of the batteries.

Zero the meter.

Adjust the display to read zero.

Polarize the sensor in the calibration mode of the meter.

It takes about 15 minutes to completely consume the oxygen in the electrolyte solution behind the membrane and fully polarize a polarographic sensor. For the most accurate measurements, the sensor should be polarized and the meter calibrated at a temperature as close to the pond water temperature as possible. Adjust the displayed value of dissolved the displayed value slowly drifts lower; the sensor is not yet fully polarized.

Some DO meters must be calibrated based on the saturation concentration of dissolved oxygen (in mg/L). Determining the DO concentration at saturation requires measuring air temperature and salinity and knowing the local altitude. Some DO meters have tables on the back of the meter or in the manual that show the saturation concentrations of dissolved oxygen as a function of temperature and salinity.

Switch the mode of the meter from calibration to that used to read dissolved oxygen concentration.

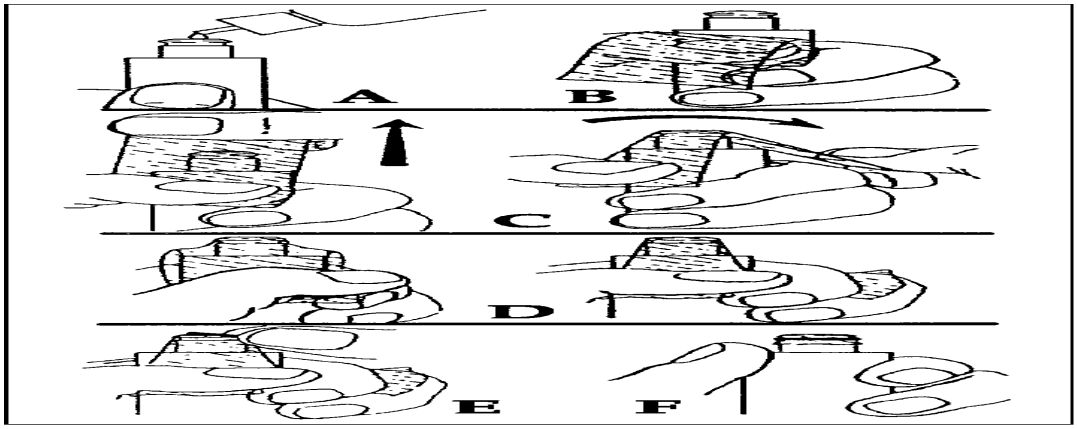


Figure 2. Sequence for installing a membrane on a polarographic dissolved oxygen sensor.

A - Fill the sensor body with electrolyte solution.

B - Hold a membrane between the thumb of your left hand and the sensor body.

C - With your other hand, stretch the membrane up, over and down the other side of the sensor body.

D - Secure the membrane to the sensor body under your forefinger.

E - Roll the O-ring over the sensor tip; pull out any wrinkles that may occur; check for trapped bubbles.

F - Trim excess membrane from sensor tip.

5. MAKING DISSOLVED OXYGEN MEASUREMENTS

The process of measuring dissolved oxygen concentration with an oxygen meter is simple, although it involves a bit more than simply putting the sensor in the water and reading a number on the display. Be sure to read the instructions for the meter carefully as the procedure can vary somewhat depending on the type of sensor being used.

Accurate measurement of DO concentration with polarographic sensors requires moving the sensor in the water. Oxygen is consumed across the membrane, so failure to move the sensor will create an oxygen-depleted microzone around the sensor tip and show a measurement that is too low. Move the sensor up and down or side to side about 0.3 m/sec second to prevent this problem. The response of dissolved oxygen sensors is not instantaneous. Measured values will change rapidly at first and then

begin to stabilize within 15 to 20 seconds, although it is rare that measured values in ponds will fully stabilize.

Dissolved oxygen measurements made near the pond bank are very different (usually lower) than those made in open areas of the pond because of the effects of sediment respiration and pond bank vegetation. Some fish farmers attach the sensor cable to a pole, leaving about 0.3 to 0.6 m of the cable and sensor to hang from one end of the pole, in order to measure farther from the bank.

Other fish farmers tie the sensor to a small float so that the sensor dangles a foot or so beneath the float. The float and sensor are tossed from the pond bank out into the pond and then slowly retrieved while reading the meter. It is difficult to obtain an accurate measurement of DO concentration using this method because it is usually not possible to pull the rig through the water long enough for the displayed value to stabilize. Nonetheless, this approach is preferable to measurements made near the pond bank and millions of pounds of fish have been successfully raised using this technique. The success of this approach is not based on accuracy but on the fact that this method always shows a DO concentration that is too low. By systematically ering on the low side, the pond can be aerated before dissolved oxygen concentration becomes critical.

Typically, the DO concentration of a number of ponds or tanks is measured during a brief time. The dissolved oxygen meter should not be turned off between measurements to avoid depolarizing the probe. If the meter is not going to be used for about 1 hour, turn off the meter to extend the life of the batteries and the sensor. Recalibrate the meter when it is used again. If a large meter adjustment is necessary during recalibration it may be an indication of problems with the membrane or sensor.

6. DISSOLVED OXYGEN SAMPLING PROGRAMS

When an oxygen meter is maintained properly and used according to the manufacturer's instructions, extremely accurate measurements can be made. However, aquaculture systems are dynamic, and a single measurement of dissolved oxygen, no matter how accurate, may have no practical significance because it represents just one of many possible values that can vary over time and from place to place, even in well-mixed, continuously aerated systems such as tanks or raceways. For example, feeding activity increases oxygen uptake by fish, so concentrations of dissolved oxygen decrease shortly after fish are fed. Also, pronounced gradients of dissolved oxygen concentration often exist along raceways because fish use oxygen as the water passes through each raceway section.

Using an oxygen meter correctly is often the easy part of implementing a good dissolved oxygen monitoring program; the difficult part is determining when and how often to measure, where to measure, and how to interpret the measurement once it is made. Regrettably, there are no established rules for dissolved oxygen monitoring programs in aquaculture. The sampling protocol must be based on experience, the needs of the program, and good judgment.

Compromises must often be made between obtaining accurate measurements and the logistical constraints associated with sampling a large number of ponds in a timely manner. These compromises should be made with knowledge of the factors that affect

DO concentrations and the ways these factors cause DO concentration to vary over time and from place to place.

7. DISSOLVED OXYGEN MONITORING IN PONDS

A dissolved oxygen measurement applies only to the conditions at the particular location of the measurement, and does not reflect surrounding conditions. A dissolved oxygen measurement also represents a snapshot in time and therefore provides no information about the rates of processes that supply oxygen to the pond (photosynthesis by plants, diffusion from the atmosphere) or the rates of processes that remove oxygen from the pond (respiration by fish, and organisms in the water and mud). The relative rates of these supply and removal processes vary with time and location in ponds and are responsible for the observed variation in dissolved oxygen concentrations.

The more intensive culture system needs the greater routine water quality monitoring. In ponds with few fish or crustaceans and low inputs of fertilizer or feed, biological activity is slow, even in summer, and phytoplankton blooms are light. Dissolved oxygen concentrations seldom, if ever, reach critically low levels and are relatively consistent with time and location in the pond. As the intensity of culture increases, biological activity increases and phytoplankton become more abundant.

During the summer months, DO concentrations may vary greatly from dawn to dusk, and concentrations may change very quickly. On calm, sunny days, there may be substantial differences in dis- solved oxygen concentrations from the surface of the pond to the bottom, even in relatively shallow ponds. Measuring a dissolved oxygen profile from the pond surface to the bottom will indicate the potential risk associated with the mixing, or turnover, of low-oxygen bottom water with high-oxygen surface water.

In high-density commercial ponds, at least two measurements should be made each day during the growing season. Normal daily extremes can be determined by measuring at dawn and at dusk. During the warm months, critically low dissolved oxygen concentrations usually occur at night, and it may be necessary to sample every hour or two to prevent problems.

On large commercial farms it is often impractical to sample from more than one location in each pond, so management decisions often must be made on the basis of a single sample. This is difficult because it is not possible to select a single point in the pond that represents the average condition, or even the worst-case or best-case condition. Therefore, it is important to always sample each pond at the same location and at the same time of day to minimize variations. If the sampling program is consistent, the behavior of the fish can be correlated to dissolved oxygen concentration, even if the actual concentration where DO is measured has little to do with fish behavior in the pond.

Some consistency can be achieved by sampling every time from the same location in an individual pond and by sampling from the same relative position in all ponds. Pond surface DO concentrations do not reflect “average” or “worst-case” conditions. Therefore, measurements should be made at least 0.5 m from the pond bank and 0.3 m to 0.45 m beneath the surface. The probe cable can be attached to a pole mounted on a vehicle. Of course, measurements should not be made near aeration devices.

A consistent measurement program allows the farmer to identify “problem” ponds,

those in which aeration must begin earlier in the evening than in other ponds. Monitoring DO concentration in the same place at the same time each day also makes it possible to spot trends over several days so that the need for aeration in a particular pond can be anticipated. Therefore, obtaining an accurate dissolved oxygen measurement may be less important than assessing changes in DO concentration over time and attempting to link it with fish behavior.

REFERENCE

[1] APHA, Standard Methods for the Examination of Water and Wastewater, 20th ed., American Public Health Association, Washington, DC, 1998.

[2] Daly K.L., Byrne R.H., Dickson A.G., Gallager S.M., Perry M.J., Tivey M.K. Chemical and biological sensors for time-series research: current status and new directions, Mar. Technol. Soc. J. 38, (2004), p. 121–143.

[3] Taillefert M., Luther G.W., Nuzzio D.B. The application of electrochemical tools for in situ measurements in aquatic systems, Electroanalysis, 12, (2000), p. 401–412.

[4] Viollier E., Rabouille C., Apitz S.E., Breuer E., Chaillou G., Dedieu K., Furukawa Y., Grenz C., Hall P., Janssen F., Morford J.L., Poggiale J.C., Roberts S., Shimmield T., Taillefert M., Tengberg A., Wenzhofer F., Witte U. Benthic biogeochemistry: state of the art technologies and guidelines for the future of in situ survey, J. Exp. Mar. Biol. Ecol., 285, (2003), p. 5–31.

[5] Панделова А., Стоянов Н., Романска Цв. Тъканен биосензор с инхибиране за определяне на алдикарб, Екологично инженерство и опазване на околната среда (БАН), 2011, 2, 65-69.

[6] Clark Jr.L.C., Wolf R., Granger D., Taylor Z. Continuous recording of blood oxygen tensions by polarography, J. Appl. Physiol., 6, (1953), 189–193.

[7] Luther G.W., Brendel P.J., Lewis B.L., Sundby B., Lefrancois L., Silverberg N., Nuzzio D.B. Simultaneous measurement of O_2, Mn, Fe, I, and S(-II) in marine porewaters with a solid-state voltammetric microelectrode, Limnol. Oceanogr., 43, (1998), p. 325–333.

[8] Luther G.W., Reimers C.E., Nuzzio D.B., Lovalvo D. *In situ* deployment of voltammetric, potentiometric, and amperometric microelectrodes from a ROV to determine dissolved O_2, Mn, Fe, $S(^{2-})$, and pH in porewaters, Environ. Sci. Technol., 33, (1999), p. 4352–4356.

[9] Zheng RuiJuan, Fang Yi-Min, Su-Fang Qin, Jing Song, Ai-Hong Wu, JianJun Sun, A dissolved oxygen sensor based on hot electron induced cathodic electrochemiluminescence at a disposable CdS modified screen-printed carbon electrode. Sensors and Actuators B, 157, (2011), p. 488– 493.

Author: Anna Dimitrova, PhD; Technical University of Sofia, Faculty of Industrial Technology, Department Material Science and Technology,
e-mail; *a_dimitrova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р П. Цветков

МАТЕМАТИЧЕСКИ ОПЕРАТОРИ, СТРУКТУРИ И ПРИЛОЖЕНИЯ НА ОБОБЩЕНОТО ДРОБНО СМЯТАНЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ДИНАМИЧНИ СИСТЕМИ

Емил Николов

Резюме - *В работата са изследвани и анализирани специалните математически оператори, структури и приложения на обобщеното дробно смятане за управлението на индустриални обекти и системи.Систематизирани и класифицирани са фракталните оператори за интегриране и диференциране. Анализирани са методите за тяхната рационална апроксимация. Представени са структурите, чрез които тези оператори са включени в алгоритмите и системи за управление. Демонстрирано е как фракталните системи за управление могат да бъдат разработени и усъвършенствани чрез използването на ефективни стратегии. Благодарение на достатъчен брой представителни схеми на системите за управление, са доказани възможностите за приложение на обобщеното дробно смятане за управление на индустриални обекти и системи.*

Ключови думи - *обобщеното дробно смятане, фрактално управление-структури, синтез, анализ и приложения, алгоритми за управление*

SPECIAL MATHEMATICAL OPERATORS, STRUCTURES AND APPLICATIONS OF THE GENERALIZED FRACTIONAL CALCULUS IN THE CONTROL OF DYNAMICAL SYSTEMS

Emil Nikolov

Abstract - *This paper examines special mathematical operators, structures and applications of the generalized fractional calculus in the control of industrial plants and systems. The fractional operators for integration and differentiation are classified. Methods for their rational approximation are examined. Structures through which these operators are included in algorithms and control systems are presented. It is demonstrated how fractional systems can be developed and improved using the effective strategies. Thanks to a sufficient number of representative schemes of control systems, the possibilities for application of generalized fractional calculus in the control of industrial plants and systems are proven.*

Keywords - *Fractional Calculus, Fractional Control - Configurations, Design, Analysis and Applications, Control Algorithms*

ВЪВЕДЕНИЕ

Известни са операторите за интегриране и диференциране [1÷24] от непълен дробен ред ***(ID)ne***, разработени в обобщеното дробно смятане и фракталния математически анализ (фиг.1). Съществуват (фиг.2) и множество методи [3,4] за

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тяхната рационална апроксимация с помощта на непрекъснати и дискретни технически реализуеми функции. Целта на настоящата разработка е да систематизира и анализира използването на специални математически функции, оператори, структури и приложения на дробното смятане в конфигурирането на алгоритми в системите за управление на индустриални обекти.

ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ И АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Предложената в работата систематизация се основава на възможностите, предоставени от рационалните апроксимации (фиг.2) на ирационалните специални функции ***(ID)ne*** на**:**

1. ***Базови структури*** **(*ID*)*ne*** за формиране на алгоритмите за управление, включващи**: 1.1.** ***Ine***-регулатори**; 1.2.** ***Dne***-регулатори**; 1.3.** последователни, паралелни и комбинирани базови структури на **(*ID*)*ne***-регулатори**; 1.4.** ***PIneD***-регулатори**; 1.5.** ***PIDne*** -регулатори**;**

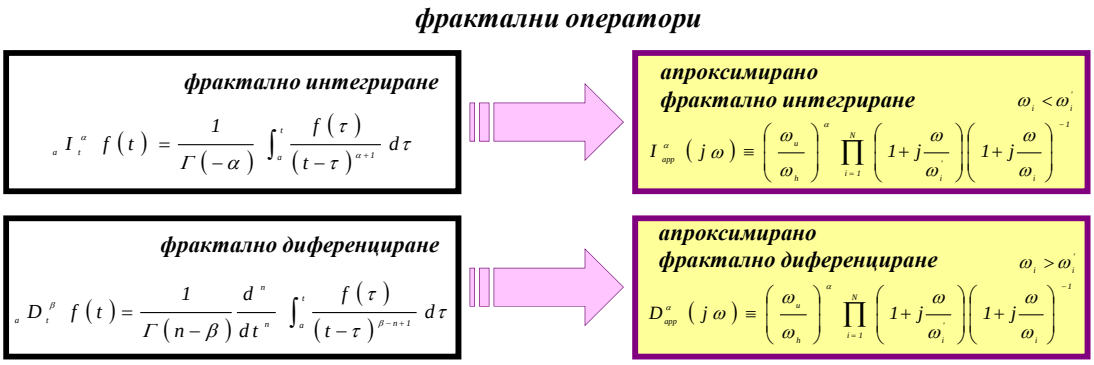
2. ***Допълнителни надграждащи структури с робастни свойства*** **(ID)*ne-XXX***, включващи**: 2.1.** вътрешен модел и условна обратна връзка- ***Internal Model Control IMC*** **-(*ID*)*ne-IMC*; 2.2.** параметрична компенсация- ***Gain Scheduled Control GSC*** - **(*ID*)*ne-GSC*; 2.3.** поглъщане на смущенията- ***Disturbance Absorbing System DAS*** - **(*ID*)*ne-DAS*; 2.4.** репетитивни с ***ML***- памет- ***Memory Loop Control MLC*** - **(*ID*)*ne-MLC*; 2.5.** компенсация на закъснението- ***Dead Time Compensation DTC*** - **(*ID*)*ne-DTC*; 2.6.** ***Smith***-предикторни регулатори- ***Model Predictive Control MPC***- **(*ID*)*ne-MPC*; 2.7.** алгебрично диференциране и анихилатори- ***Model Free Control MFC***-**(*ID*)*ne-MFC*; 2.8.** инверсен модел на обекта ***Inverse Dynamics Control IDC***- **(*ID*)*ne-IDC*; 2.9.** приближена размерност на пространствената разпределеност - ***Distributed Parameter Systems DPS*** - **(*ID*)*ne-DPC*;**

3. ***Комбинирани допълнителни надграждащи структури*** **(*ID*)*ne-XXX-YYY***, включващи**: 3.1.** вътрешен модел, условна обратна връзка и параметрична компенсация **(*ID*)*ne-IMC-GSC*; 3.2.** вътрешен модел, условна обратна връзка с поглъщане на смущенията**(*ID*)*ne-IMC-DAS*; 3.3.** параметрична компенсация и частично поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne-GSC-DAS*; 3.4.** вътрешен модел, условна обратна връзка и параметрична компенсация, поглъщащи смущенията **(*ID*)*ne-IMC-GSC-DAS*; 3.5.** ***ML***- памет и с ***DTC***-компенсация на закъснението ***(ID)ne- MLC-DTC*; 3.6.** вътрешен модел, условна обратна връзка и с памет **(*ID*)*ne- IMC-MLC*; 3.7.** вътрешен модел, условна обратна връзка, с поглъщане на смущенията и с памет **(*ID*)*ne-IMC-DAS-MLC*; 3.8.** вътрешен модел, условна обратна връзка и параметрична компенсация, поглъщащи смущенията и памет **(*ID*)*ne-IMC-GSC-DAS-MLC*; 3.9.** параметрична компенсация и с памет **(*ID*)*ne-GSC-MLC*; 3.10.** частично поглъщане на смущенията и с памет **(*ID*))*ne-DAS-MLC*; 3.11.** предикторни регулатори с компенсация на закъснението **(*ID*)*ne-MPC-DTC*; 3.12.** предикторни регулатори с памет **(*ID*)*ne-MPC-MLC*; 3.13.** предикторни регулатори с компенсация на закъснението и с памет **(*ID*)*ne-MPC-DTC-MLC*; 3.14.** предикторни регулатори с приближена размерност на пространствената разпределеност **(*ID*)*ne-MPC-DPC*; 3.15.** предикторни регулатори с

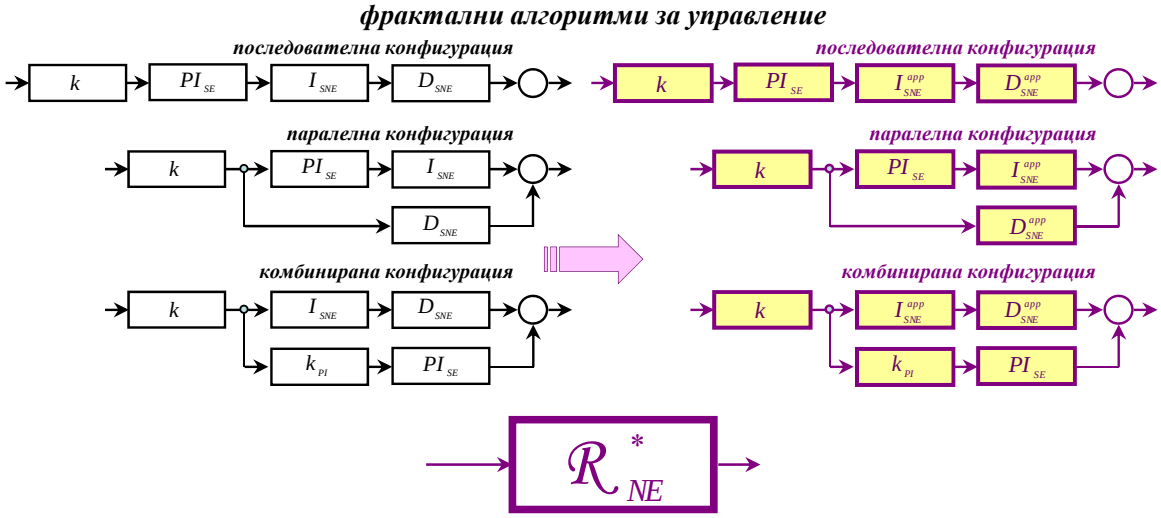
параметрична компенсация **(*ID*)*ne*-*MPC*-*GSC*; 3.16.** предикторни регулатори с поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne*-*MPC*-*DAS*; 3.17.** предикторни регулатори с параметрична компенсация и с частично поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne*-*MPC*-*GSC*-*DAS*; 3.18.** алгебрично диференциране, анихилатори и с поглъщане на смущенията - **(*ID*)*ne*-*MFC*-*DAS*; 3.19.** алгебрично диференциране, анихилатори и с памет **(*ID*)*ne*-*MFC*-*MFC*; 3.20.** алгебрично диференциране, анихилатори и с компенсация на закъснението **(*ID*)*ne*-*MFC*-*DTC*; 3.21.** алгебрично диференциране, анихилатори, с поглъщане на смущенията и с памет **(*ID*)*ne*-*MFC*-*GSC*; 3.22.** алгебрично диференциране, анихилатори, с памет и с компенсация на закъснението **(*ID*)*ne*-*MFC*-*MLC*-*DTC*; 3.23.** алгебрично диференциране, анихилатори, с памет, с компенсация на закъснението и с поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne*-*MFC*-*MLC*-*GSC*-*DTC*; 3.24.** инверсен модел на обекта и с компенсация на закъснението **(*ID*)*ne*-*IDC*-*DTC*; 3.25.** инверсен модел на обекта и с поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne*-*IDC*-*DAS*; 3.26.** инверсен модел на обекта и с памет **(*ID*)*ne*-*IDC*- *MPC*; 3.27.** инверсен модел на обекта, с компенсация на закъснението и с поглъщане на смущенията **(*ID*)*ne*-*IDC*-*DTC*-*DAS*; 3.28.** инверсен модел на обекта, с компенсация на закъснението и с памет **(*ID*)*ne*-*IDC*-*DTC*-*MPC*; 3.29.** инверсен модел на обекта, с компенсация на закъснението, с поглъщане на смущенията и с памет **(*ID*)*ne*-*IDC*-*DTC*-*DAS*-*MPC*.

КОНФИГУРАЦИОННИ РЕШЕНИЯ, СТРУКТУРИ И ПРИЛОЖЕНИЯ НА ОБОБЩЕНОТО ДРОБНО СМЯТАНЕ

Решенията са показани на фиг.3÷фиг.63 като структурни схеми на системи за управление на обобщен обект. В тяхната визуализация е използван символът $R_{NE}^{\cdot}$ за означение на регулатор, основан на базовата алгоритмична структура **(*ID*)*ne*** „1” („1.1”, „1.2”, „1.3”, „1.4”, „1.5”). Всяко едно от тези решения е проектирано, моделирано, симулирано и анализирано. Систематизираните решения се отличават основно по функционалните си възможности за ефективно противодействие и робастност към репараметризиращи, реструктуриращи, вътрешни и външни смущаващи въздействие към обекта и системата за управление. Въз основа на използваните алгоритми от непълен ред, всички те притежават свойството ***колимация*** - инвариантност на запасите на устойчивостта към априорната неопределеност (вариации в параметрите и структурата на обекта за управление), т.е. робастна устойчивост и робастно качество [16÷18]. А използваните основни принципи и допълнения към тях на**:** ● интегриране и диференциране от непълен дробен ред**;** ● вътрешен модел с условна обратна връзка**;** ● параметрична компенсация**;** ● частично поглъщане на смущенията**;** ● компенсация на закъснението**;** ● предиктивност с вътрешен модел на закъснението**;** ● вътрешен инверсен модел на обекта за управление**;** ● репетитивна режетираща памет**;** ● анихилация с алгебрично ***Lie***-диференциране**;** ● приближена размерност на пространствената разпределеност**,** и тяхното комбиниране при проектирането на системите за управление предоставят функционални степени на свобода за реално постигане на желани показатели на качеството, на робастна устойчивост и на робастно качество за различни нива на априорната неопределеност в съответната експлоатационна среда на системите за управление.



Фиг.1



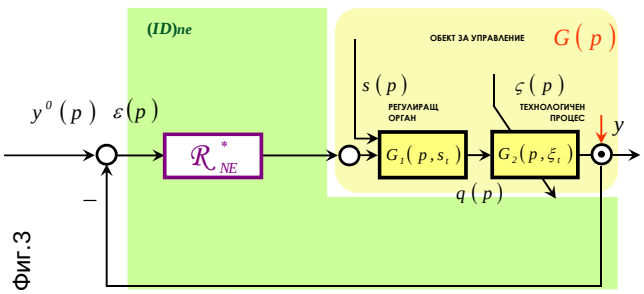
Фиг.2

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

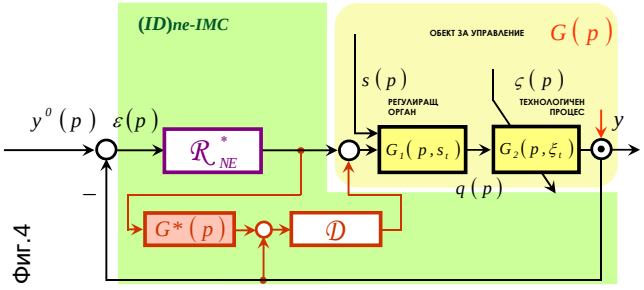
В работата са предложени нови и оригинални**:**

● специални математически оператори, структури и приложения на обобщеното дробно смятане, които с рационалните си апроксимациите намират приложение при конфигурирането на фрактални алгоритми за управление, както и при проектирането на робастни системи за управление, в т.ч. системи за управление на индустриални обекти и системи**;**
● аналитични приложения и усъвършенствани структури, разширени допълнително с ефективни методи, гарантиращи постигането на нови свойства на показаните системи**.**

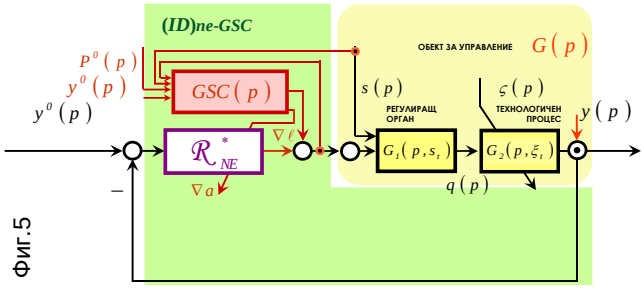
Резултатите от изследванията (които не изчерпват възможностите за приложения на обобщеното дробно смятане) налагат извода и общото заключение, че приложимостта на алгоритмите за управление, основаващи се на обобщеното дробно смятане с рационални апроксимации на интегрирането и на диференцирането от непълен дробен ред, е доказана в експлоатационни условия. Дробните оператори са приложени и в решенията за: компенсация на закъснението; създаване на рационални модели, съответстващи на инверсните характеристики и свойства на индустриалните обекти за управление; алгебричното ***Lie***-диференциране.



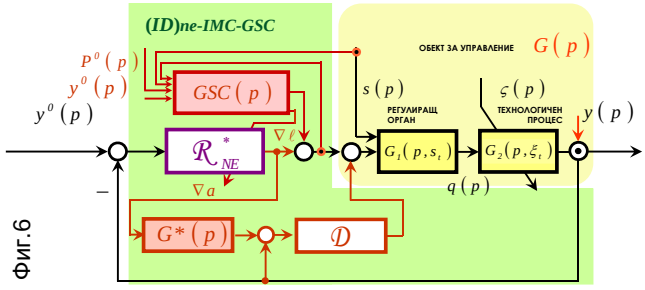
Фиг.3



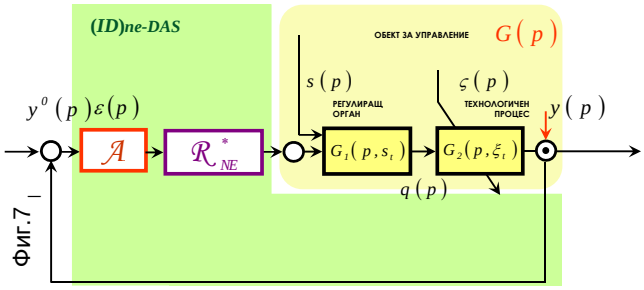
Фиг.4



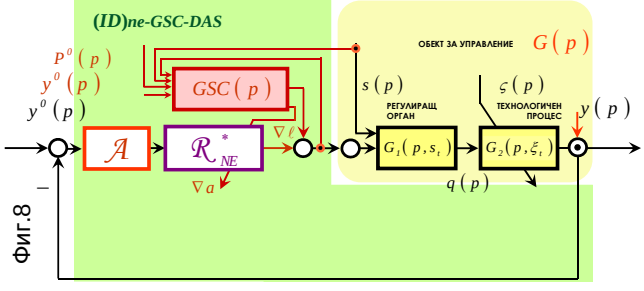
Фиг.5



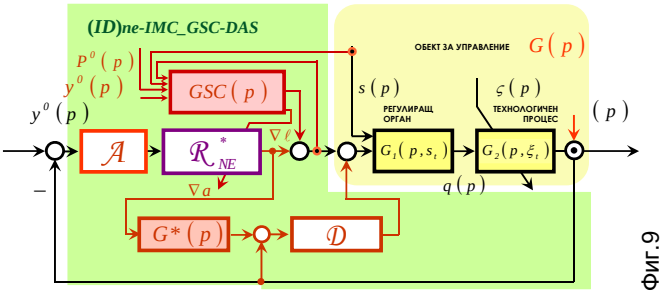
Фиг.6



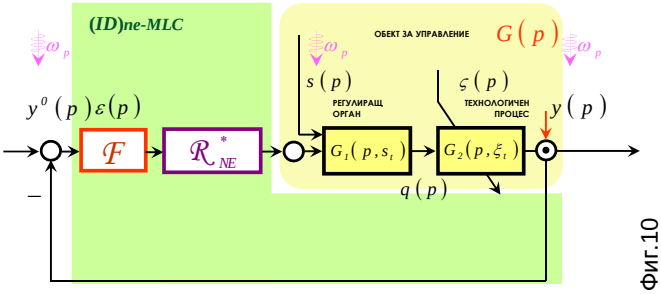
Фиг.7



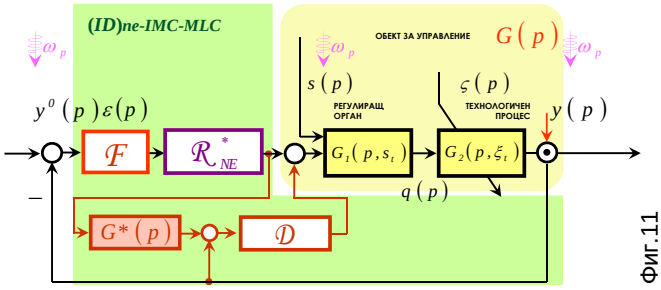
Фиг.8



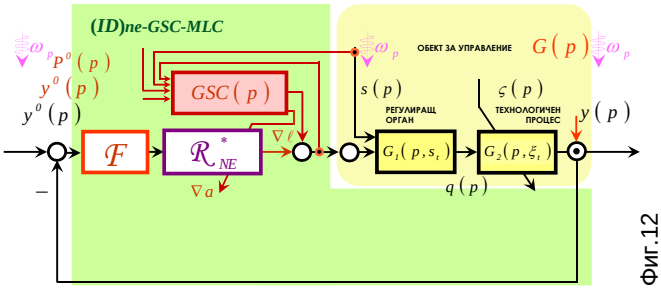
Фиг.9



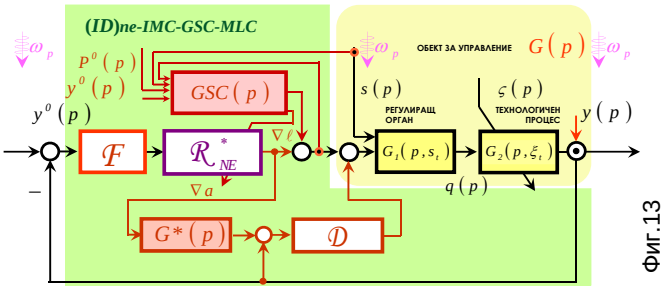
Фиг.10



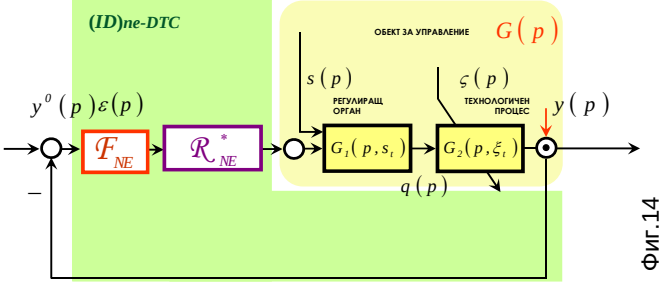
Фиг.11



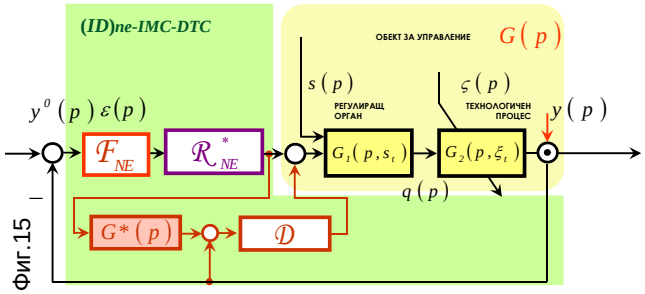
Фиг.12



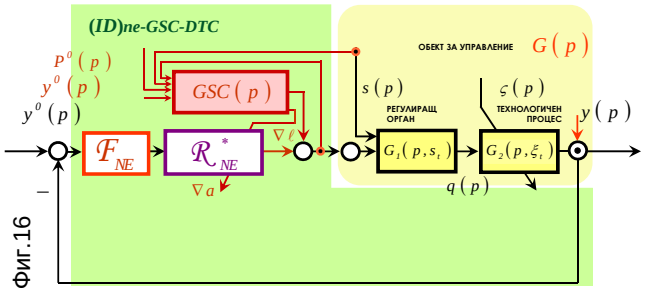
Фиг.13



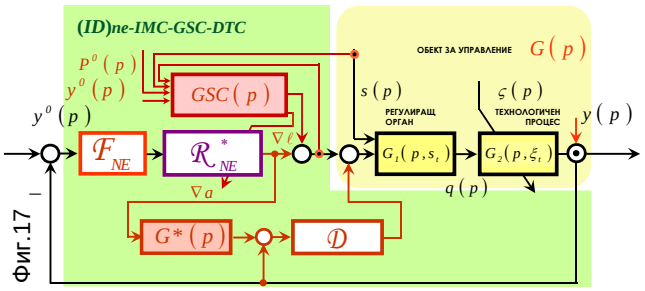
Фиг.14



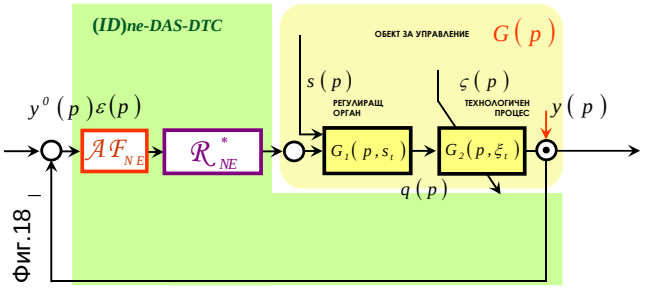
Фиг.15



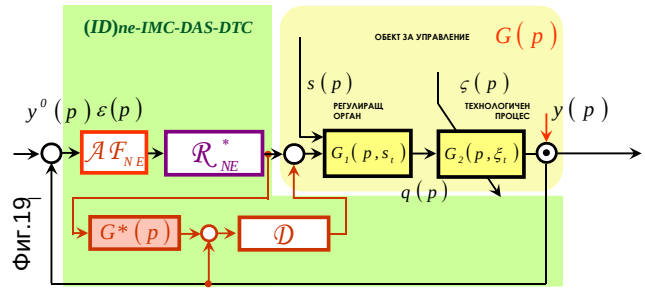
Фиг.16



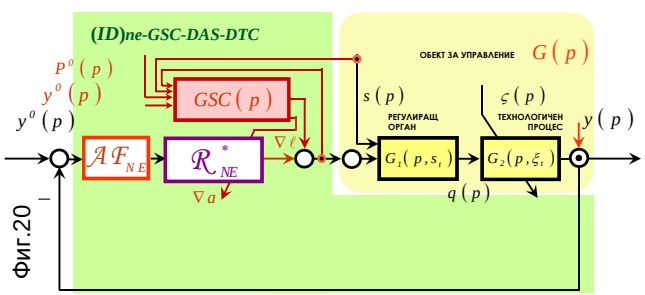
Фиг.17



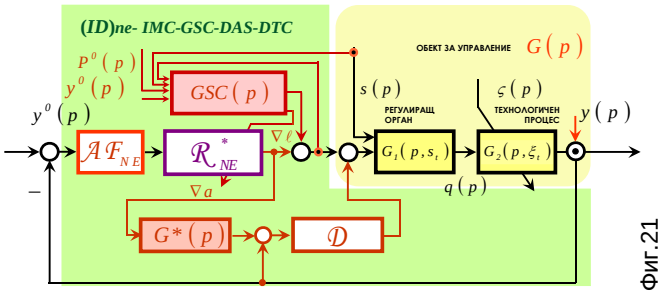
Фиг.18



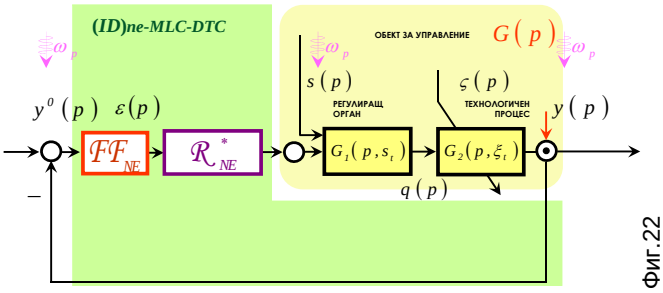
Фиг.19



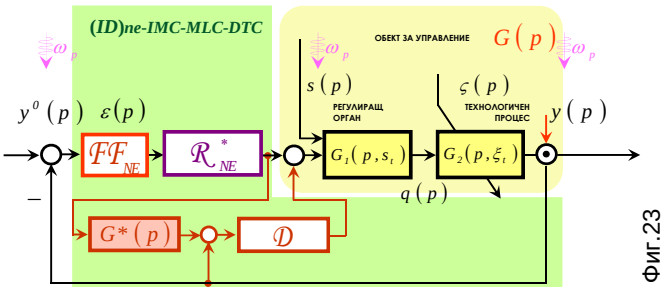
Фиг.20



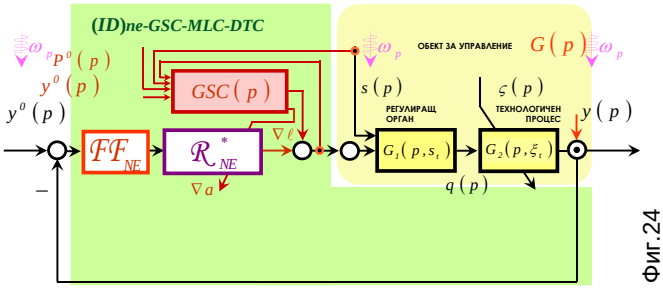
Фиг.21



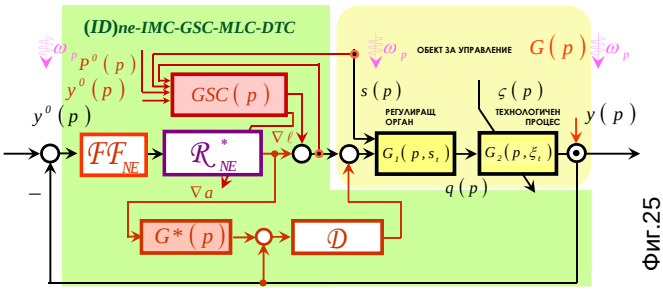
Фиг.22



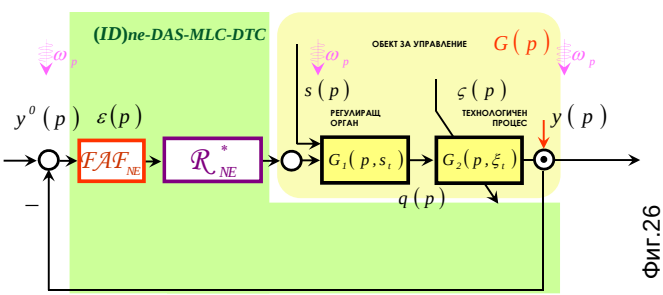
Фиг.23



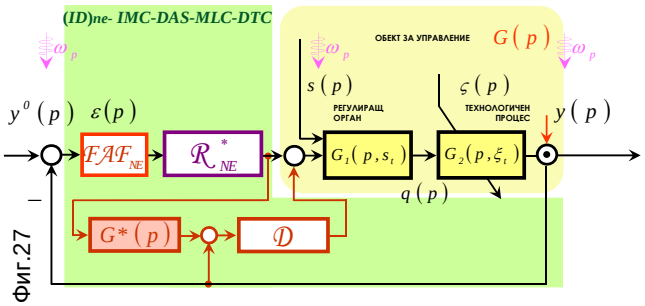
Фиг.24



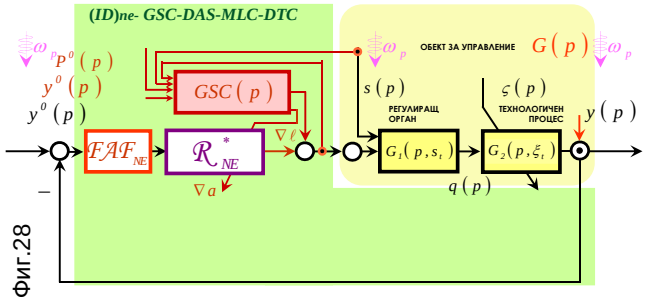
Фиг.25



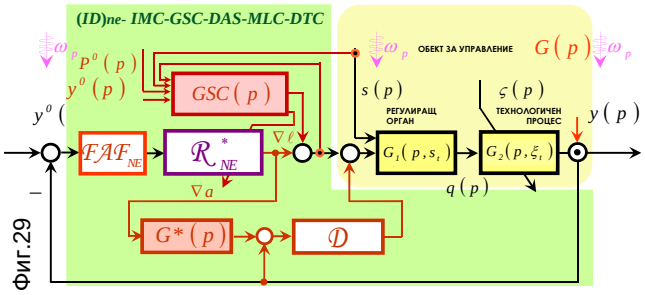
Фиг.26



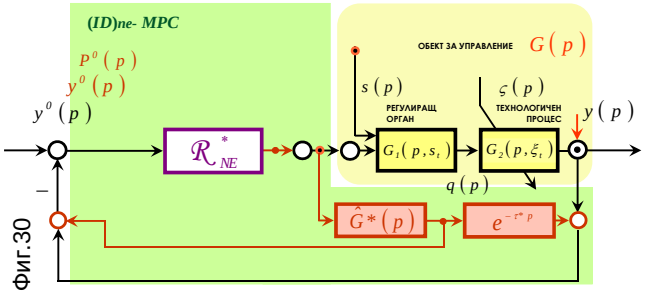
Фиг.27



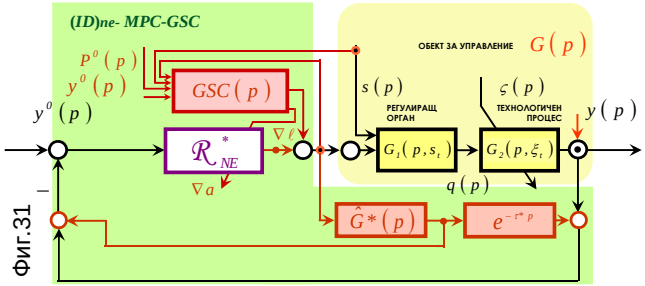
Фиг.28



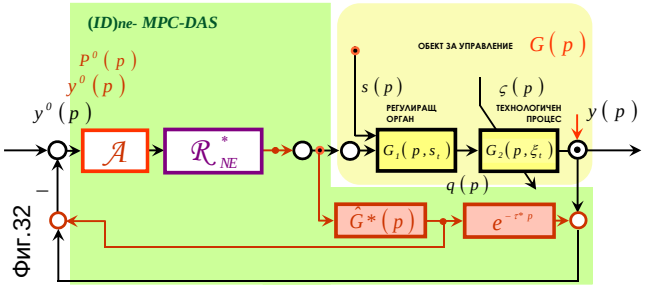
Фиг.29



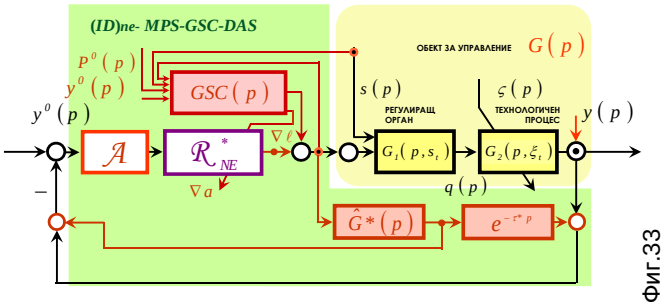
Фиг.30



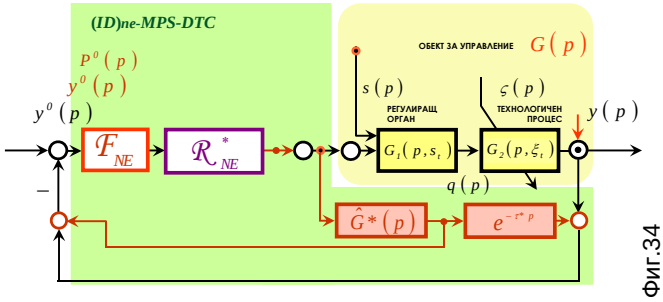
Фиг.31



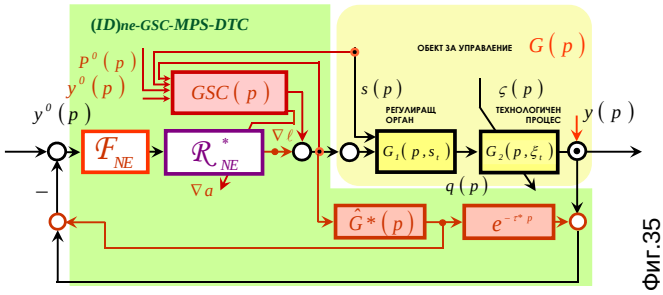
Фиг.32



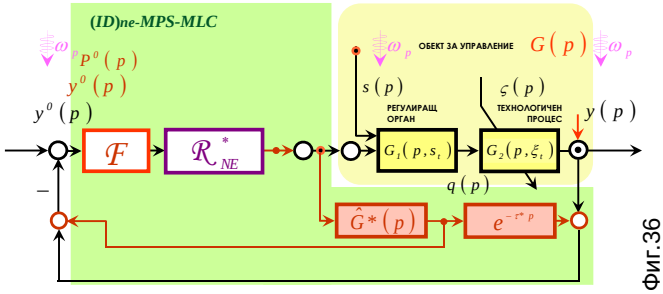
Фиг.33



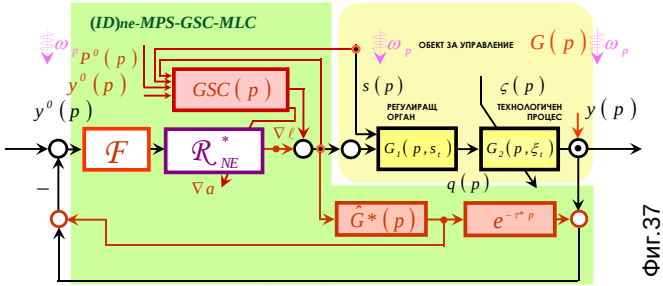
Фиг.34



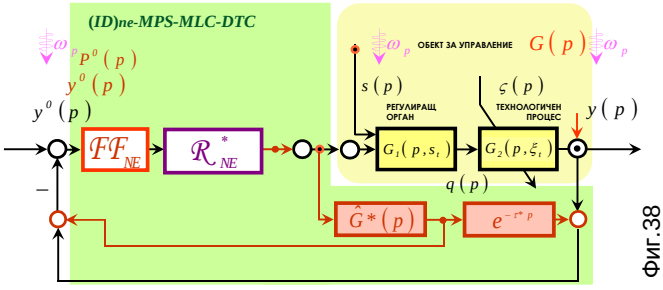
Фиг.35



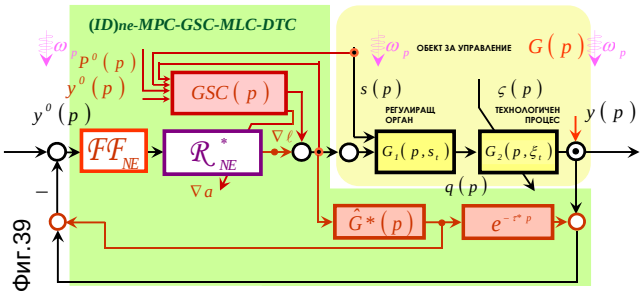
Фиг.36



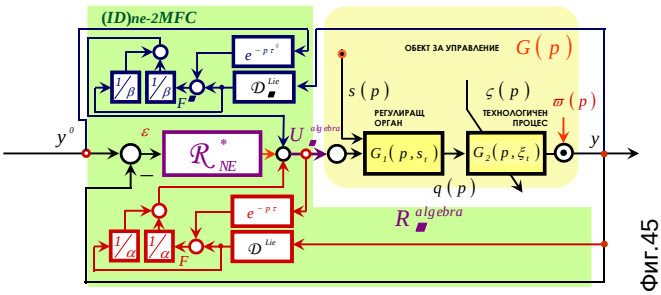
Фиг.37



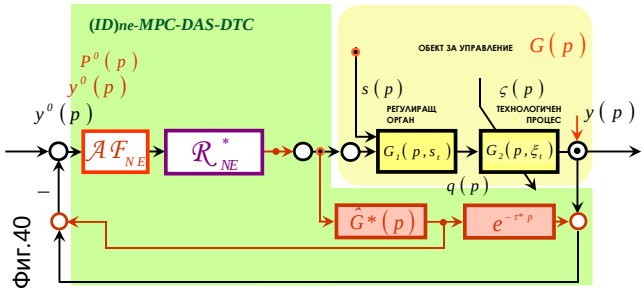
Фиг.38



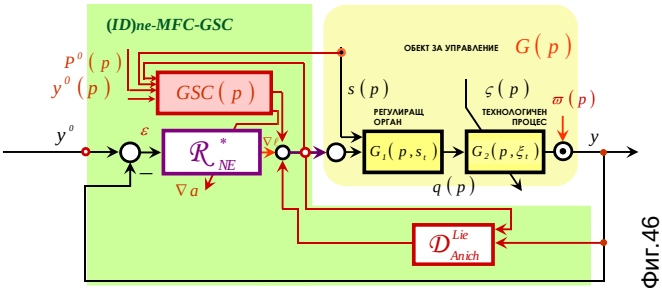
Фиг.39



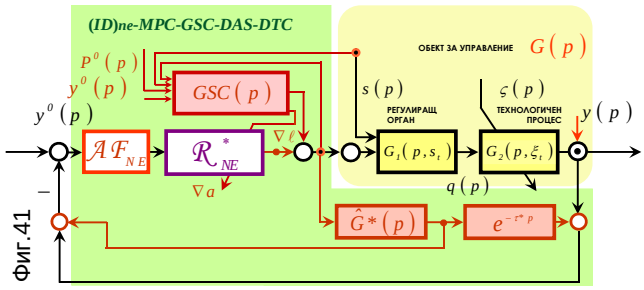
Фиг.45



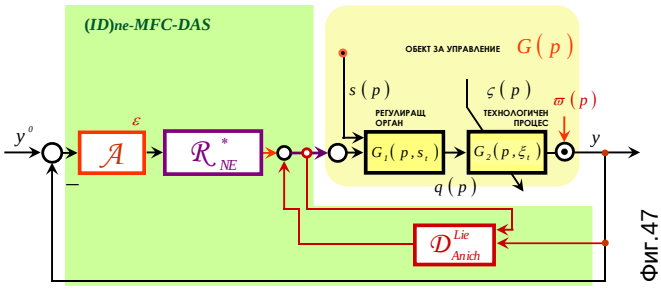
Фиг.40



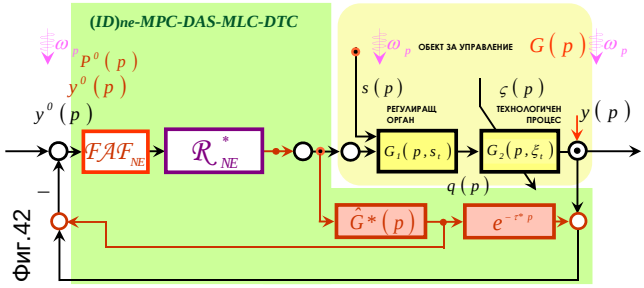
Фиг.46



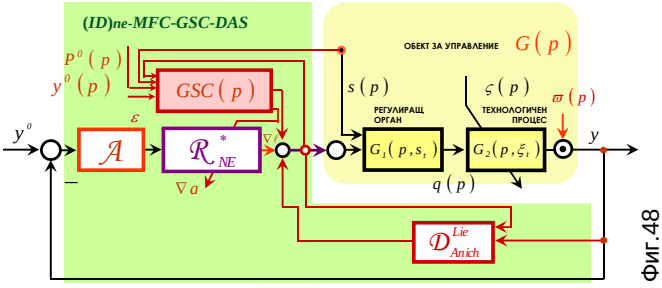
Фиг.41



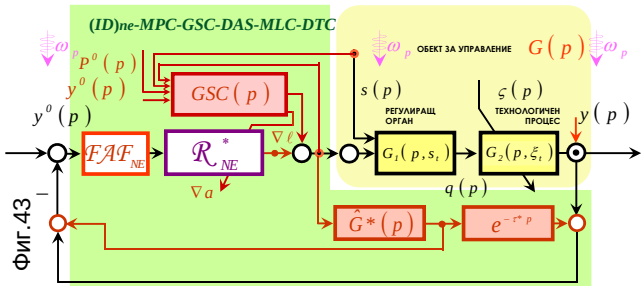
Фиг.47



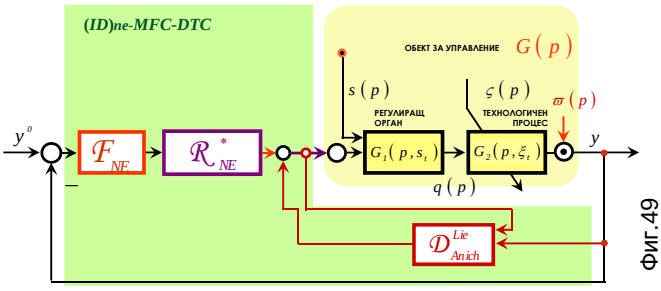
Фиг.42



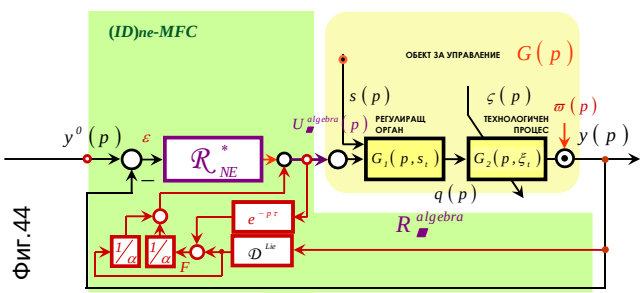
Фиг.48



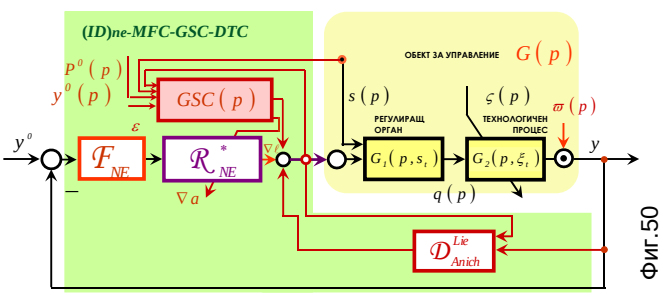
Фиг.43



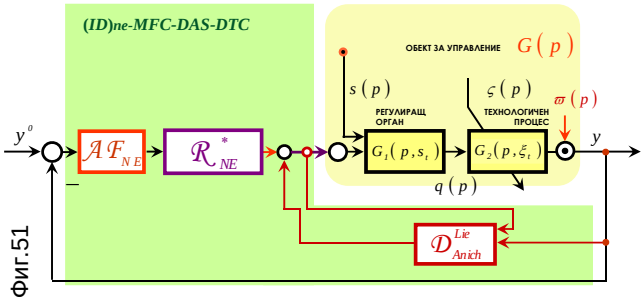
Фиг.49



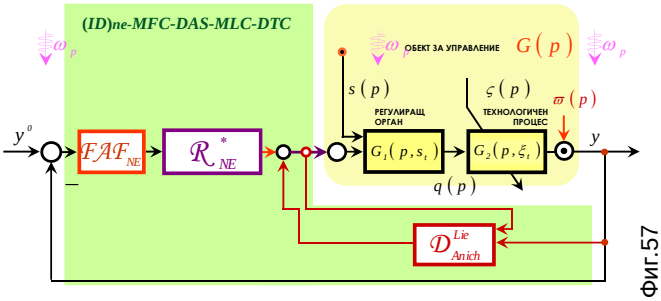
Фиг.44



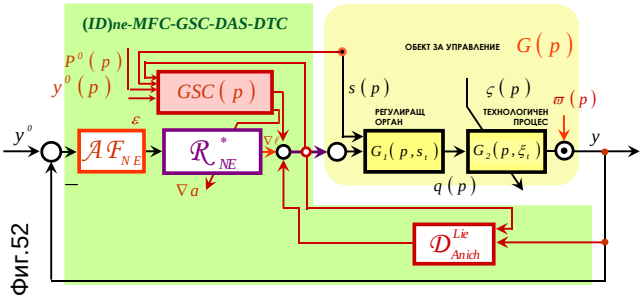
Фиг.50



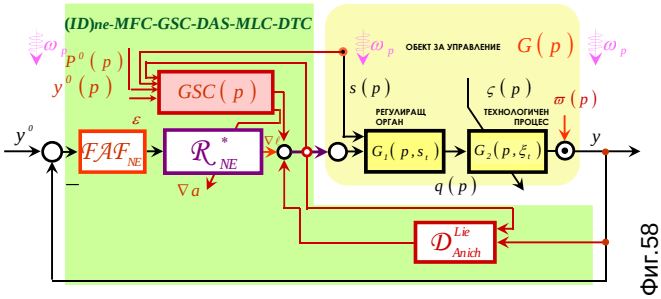
Фиг.51



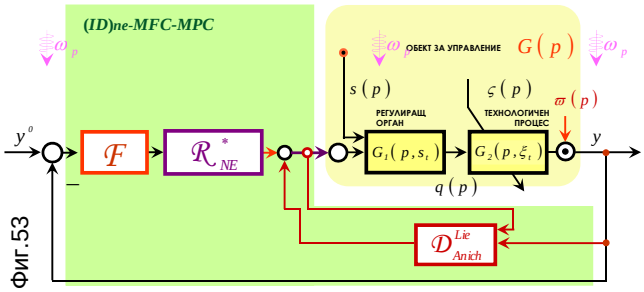
Фиг.57



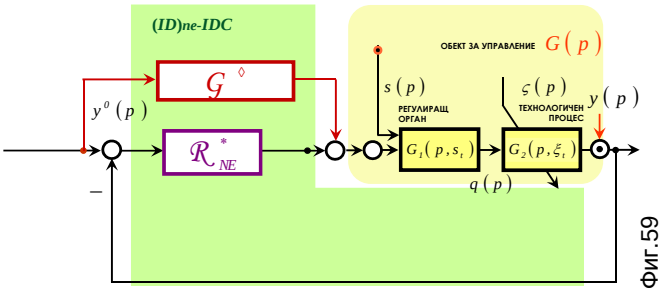
Фиг.52



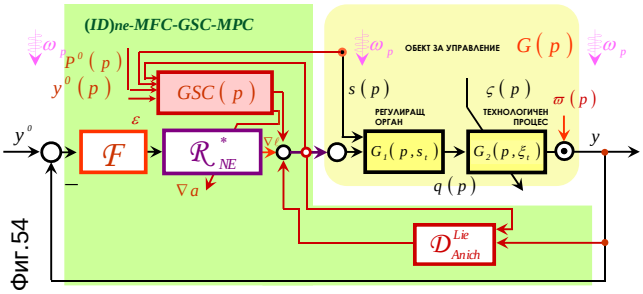
Фиг.58



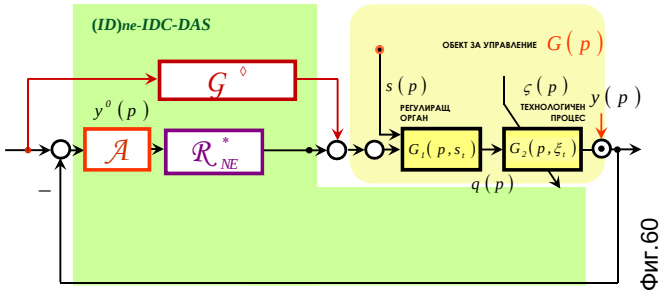
Фиг.53



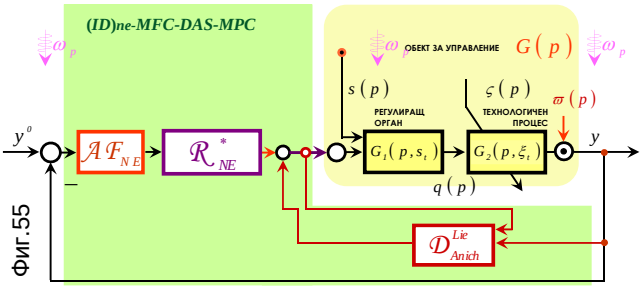
Фиг.59



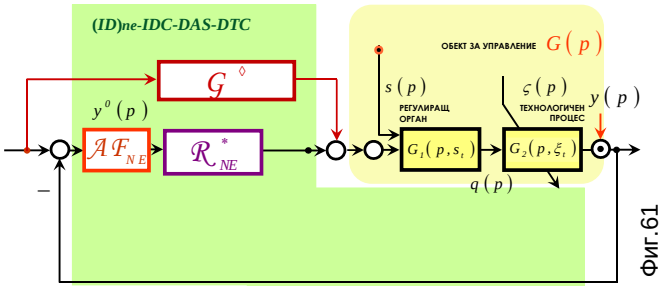
Фиг.54



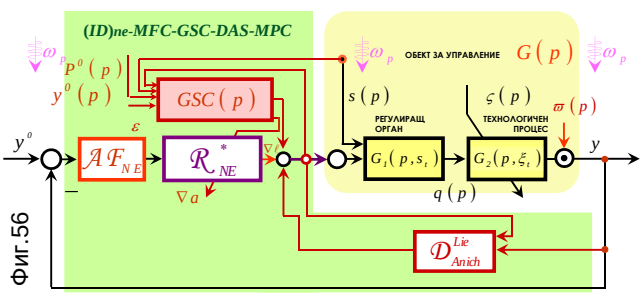
Фиг.60



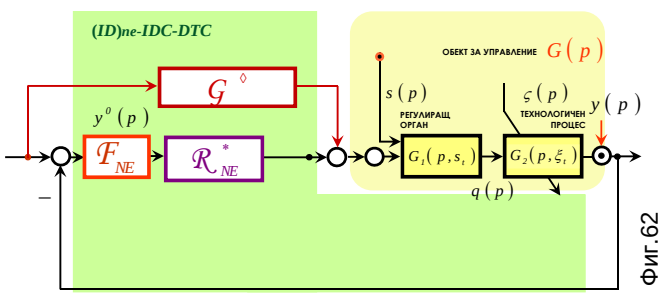
Фиг.55



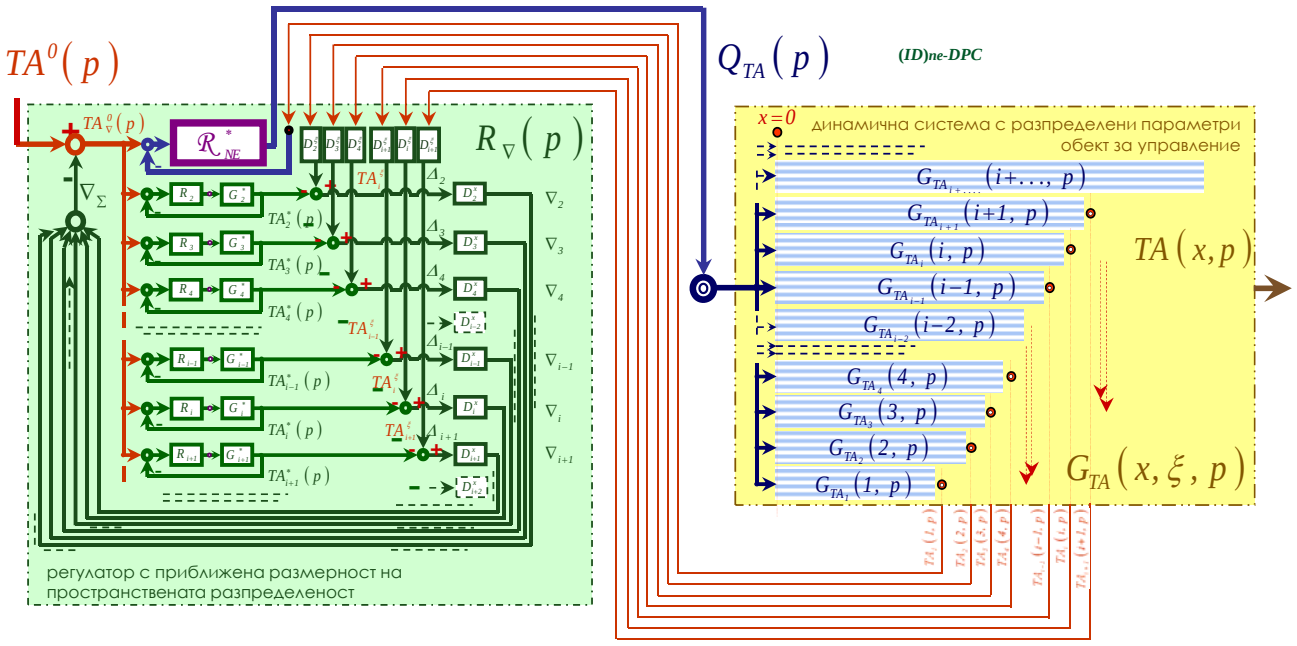
Фиг.61



Фиг.56



Фиг.62



Фиг.63

ЛИТЕРАТУРА

1. Butkovskiy, A. G. (1969). ***Distributed control systems.*** New York: American Elsevier Publishing Company, p. 310

2. Campo P. J., M. Morari (1987), ***Robust model predictive control,*** in: American Control Conference, vol. 2, 1987, pp. 1021–1026

3. Curtain R. F. (2003), ***Model reduction for control design for distributed parameter systems.*** In R. C. Smith & M. A. Demetriou (Eds.), Research directions in distributed parameter systems (pp. 95–118). Philadelphia: SIAM: Frontiers in Applied Mathematics

4. Curtain Ruth, Kirsten Morris (2009), ***Transfer functions of distributed parameter systems: A tutorial,*** Automatica 45 (2009) 1101-1116

6. Fliess M. (1999), ***Some new interpretations of controllability and their practical Implications,*** Annual Reviews in Control 23 (1999) 197-206

7. Fliess M. (2009), ***Analyse non standard du bruit,*** C. R. Acad. Sci. Paris, Ser. I 342 (2006) 797–802

8. Gorenflo R. (1997), ***Fractional calculus: Some numerical methods***, in Fractals and Fractional Calculus in Continuum Mechanics, A. Carpinteri and F. Mainardi (eds.), Springer-Verlag, Wien, 1997, 277-290

11. Kiryakova V. S., Srivastava H. M. (1993), ***Generalized (multiple) Riemann-Liouville fractional differintegrals and their use in Univalent Function Theory, In: "Analysis, Geometry and Groups: a Riemann Legacy Volume".*** Hadronic Press, Inc., (Florida, USA - ISBN 0-911767-59-2) , 1993, part. 1, 191-226

12. Lauwerys C., J. Swevers, P. Sas (2004), ***Model free control design for a semi-active suspension of a passenger car,*** Proceedings of ISMA 2004, pp. 75-86

13. Machado J. A. Tenreiro (2009), ***Fractional derivatives: Probability interpretation and frequency response of rational approximations***, Commun Nonlinear Sci Numer Simulat 14 (2009) 3492–3497

15. Morari M., J. H. Lee (1999), ***Model predictive control: past, present and future,*** Computers & Chemical Engineering 23 (4–5) (1999) 667–682

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

17. Nikolov E. (2004), ***Special mathematical functions and fractional operators,*** Sofia 2004, © 2004 Ed. of Technical University Sofia, Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

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

19. Normey-Rico J. E., E.F. Camacho (2007), ***Control of Dead-time Processes***, Spinger, Berlin, 2007, p. 216

20. Normey-Rico Julio E., Eduardo F. Camacho (2008), ***Unified approach for robust dead-time compensator design,*** Journal of Process Control, 16 (2008) 824–83

22. Normey-Rico Julio E., Eduardo. F. Camacho (2008), ***Dead-time compensators: A survey,*** Control Engineering Practice 16 (2008) 407–428

23. Oustaloup A. (1991), ***La commande CRONE (commande robuste d'ordre non entier),*** © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, 495 p., ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571

24. Oustaloup A. (1994), ***La robustesse (analyse et synthèse de commandes robustes)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, 530 p.

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

Постъпила на 28.03.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

КАЧЕСТВО НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ, ОСНОВАНИ НА ДРОБНОТО СМЯТАНЕ

Емил Николов, Нина Николова, Василка Стоилова

Резюме *- В работата се предлага по същество нов клас системи за управление от непълен ред. Изследвани са възможностите на фракталните оператори за интегриране и диференциране в управлението на динамични системи. В работата са проектирани алгоритми от този тип. Въз основа на симулации е оценено качеството и робастните свойства на синтезираните фрактални системи. Представено е как колимацията на фракталните системи за управление води до инвариантност на запасите на робастна устойчивост и робастно качество на структурните и параметрични смущения. Това е еквивалентно на робастни свойства. Това предопределя приложимостта на фракталните оператори в системите за управление.*

Ключови думи *- Фрактално управление-конфигурации, проектиране, анализ и приложения, робастен анализ на устойчивост и качество, запаси на робастността*

PERFORMANCES OF THE CONTROL SYSTEMS, BASED ON FRACTIONAL CALCULUS

Emil Nikolov, Nina Nikolova, Vassilka Stoilova

Abstract *- In the work is proposed essentially new class of fractional control systems. Possibilities of fractional operators to integration and differentiation in the control of dynamic systems are studied. Work designed algorithms of this type. Based on simulations, quality and robust properties of the synthesized fractal systems are estimated. Margin of robust stability and margin of robust performance are analyzed. The collimation of the characteristics of fractional control systems is evaluated as the main reason for stability in parametric and structural disturbances. It is presented how the collimation of fractional control systems leads to the invariance of the stability gain margin and phase margin of structural and parametric disturbances. And this is equivalent to the robust properties. This determines the applicability of the fractional operators in control systems.*

Keywords *- Fractional Control - Configurations, Design, Analysis and Applications, Robust Stability and Performance, Robust Margins*

ВЪВЕДЕНИЕ

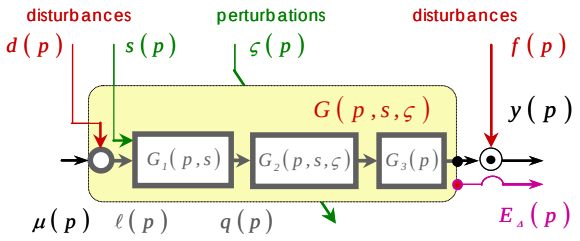
Целта, която си поставя настоящата разработка, е да се разгледат и анализират възможностите и качеството на системи за управление на индустриални обекти с алгоритми [1÷7], основани на дробното смятане [13÷21].

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ОБОБЩЕН АНАЛИТИЧЕН МОДЕЛ НА ИНДУСТРИАЛЕН ОБЕКТ

За целите на анализа се разглежда и използва ***обобщен модел на обект*** в класа на индустриалните обекти (фиг.1). Това е устойчива динамична система, с помощта на която след конкретно и адекватно параметризиране да моделира аналитично: или нивото на барабана в енергиен парен котел, или разхода на впръсковете в тракта на подготовката на прегрята пара към турбината, или тягата в димоотвода на енергиен блок и др. Моделът отразява размера на собствените загубите на енергия в системата и процеса на дроселиране в регулиращия орган $G_1(p)$, представен както следва. В нормиран вид и относителни единици за логаритмичен регулиращ орган са дадени [4,9]:



Фиг.1

● ***стационарните***: теоретична (1) характеристика $\delta(\ell)$, експлоатационна разходна (2) характеристика $q(\ell,s)$ и хидростатични загуби (6) на мощност $\Delta_E(\ell,s)$; ● ***нестационарните***: експлоатационна разходна (4) характеристика q и енергийни (8) загуби E_Δ в процеса на дроселиране без звукова емисия, ● ***съответстващите за условията на звукова емисия*** - $q'(\ell,s)$ (3), $q'(p)$ (5), $\Delta'_E(\ell,s)$ (7), $E'_\Delta(p)$ (9), където: $w_0, \Delta P_{max}, Q_{max}$ -начална скорост, максимални пад на налягане и обемен разход на флуида през регулиращия орган; a,b,n,ℓ_0 -конструктивни и експлоатационни константи в зависимостите (1)÷(9); (')-индекс за наличие на звукова емисия. Резултатите от симулацията на модела (1)÷(9) на процесите на дроселиране са показани на фиг.2÷фиг.7. Очевидни са свойствата на модела да апроксимира характеристиките на процесите. На фиг.2 и фиг.3 е показано поведението на основните величини -разход q, хидростатични загуби на мощност Δ_E и енергийни загуби E_Δ като реакция на генерирана случайна входна поредица промени в стойностите на ℓ, s, и ς. Предавателният коефициент по разход

$$\Delta q = (\partial q / \partial \ell)\Delta \ell + (\partial q / \partial s)\Delta s$$

е функция (фиг.6) на хидравличното натоварване s и на наличието (отсъствието) на акустична шумова емисия ς в процеса на дроселиране. Размерът на хидростатичните загуби на мощност Δ_E е функция (фиг.7) на наличието (отсъствието) на акустична шумова емисия ς и на хидравличното натоварване s. Това е причина за характера на промяната на енергийните загуби при продължително функциониране на модела при генерирана случайна входна поредица промени в стойностите на ℓ, s, и ς (фиг.2, фиг.3). В зависимост от стойностите на величините s и ς в динамика стойностите на q, Δq и на E_Δ варират многократно спрямо съответните номинали за едни и същи стойности на входната величина ℓ.

В работата, с използването на зависимостите (1)$\div$(9), е създаден ***модел на обобщен обект за управление*** G (10) като се приема, че $G_з(p)\equiv 1$. Той е представен с: номиналната си предавателната функция G^* (11); смутения модел $G^{\blacksquare}$ (12); съответстващите на (10) преходни функции по регулируемата величина y и по хидростатичните загуби Δ_E без и със наличието на акустична шумова емисия (фиг.8$\div$фиг.10); честотните $G(j\omega,s)$ характеристики (фиг.11$\div$фиг.13).

$$\delta_{log}(\ell) = e^{n(\ell-1)},\ (n=const) \tag{1}$$

$$q_{log}(\ell,s) = \left(1-s\left(1-e^{-2n(\ell-1)}\right)\right)^{-0,5} \tag{2}$$

$$q^{\blacksquare}_{log}(\ell,s) = \left(1-s\left(1-e^{2n(1-\ell)}\right)\right)^{-0.5}\kappa_b(\ell,s),\ \left(\kappa_b(\ell,s)=0,125\,(5,25\,\ell-1)^{1,85}(1-\ell)^{e^{0,45\,\ell}}\right) \tag{3}$$

$$q_{log}(p) = \frac{(a(w_0)p+1)}{(b(w_0)p+1)}\cdot\frac{\kappa_q(\ell_0,s)}{(T(s)p+1)}\,\ell(p),\ \left(\kappa_q(\ell_0,s)=\left(1-s\left(1-e^{-2n(\ell-1)}\right)\right)^{-0,5}\right) \tag{4}$$

$$q^{\blacksquare}_{log}(p,s) = \frac{(a(w_0)p+1)}{(b(w_0)p+1)}\cdot\frac{\kappa_q(\ell_0,s)\,\kappa_b(\ell_0,s)}{(T(s)p+1)}\,\ell(p) \tag{5}$$

$$\Delta_{E\,log}(\ell,s) = a\,s\left(1-s\left(1-e^{-2n(\ell-1)}\right)\right)^{-0.5},\ \left(a=\Delta P_{po\,max}Q_{v\,max}=const\right) \tag{6}$$

$$\Delta^{\blacksquare}_{E\,log}(\ell,s) = a\,s\left(1-s\left(1-e^{-2n(\ell-1)}\right)\right)^{-0.5}\kappa_b(\ell_0,s) \tag{7}$$

$$E_{\Delta\,log}(p) = b\cdot s\cdot\frac{(c(w_0)p+1)}{(d(w_0)p+1)}\cdot\frac{\kappa_q(\ell_0,s)}{p(T(s)p+1)}\,\ell(p),\ (b=const) \tag{8}$$

$$E^{\blacksquare}_{\Delta\,log}(p) = b\cdot s\cdot\frac{(c(w_0)p+1)}{(d(w_0)p+1)}\cdot\frac{\kappa_q(\ell_0,s)\,\kappa_b(\ell_0,s)}{p(T(s)p+1)}\,\ell(p) \tag{9}$$

$$G(p,s,\varsigma) = \frac{(a(w_0)p+1)}{(b(w_0)p+1)}\cdot\frac{\kappa_q(\ell_0,s)\,\kappa_b(\ell_0,s)}{(T(s)p+1)}\,\frac{0,5\,e^{-6p}}{(10p+1)} \tag{10}$$

$$G^* = \hat{G}^*\cdot e^{-\tau^* p} = \frac{(p+1)}{(1,6\,p+1)}\cdot\frac{\left(1-s\left(1-e^{-8}\right)\right)^{-0,5}}{(0,04\,p+1)}\left(\frac{15}{(4p+1)(9p^2+3p+1)}\right)\cdot(1+p)^{-3},\quad (s=0,315)$$
$$\left(e^{-\tau p}\ \hat{=}\ (1+(p\tau/3))^{-3}\ \hat{=}\ (1+p)^{-3},\ (\tau=\tau^*=3,s)\right) \tag{11}$$

$$G^{\blacksquare} = \hat{G}^{\blacksquare}\cdot e^{-\tau^{\blacksquare} p} = \frac{(p+1)}{(1,6\,p+1)}\cdot\frac{\left(1-s\left(1-e^{-8}\right)\right)^{-0,5}}{(0,04\,p+1)}\left(\frac{15}{(4p+1)(9p^2+3p+1)}\right)\cdot(1+1,66\,p)^{-3}\quad (s=0,815) \tag{12}$$

$$R^{series}_{ID} = \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{app} = PI_{SE}\left(\frac{1+p(\omega_{bI})^{-1}}{1+p(\omega_{hI})^{-1}}\right)^{\alpha}\prod_{i=1}^{N}\left(\frac{1+p(\omega_{Ii})^{-1}}{1+p(\omega'_{Ii})^{-1}}\right)\times\left(\frac{1+p(\omega_{bD})^{-1}}{1+p(\omega_{hD})^{-1}}\right)^{\beta}\prod_{j=1}^{M}\left(\frac{1+p(\omega'_{Dj})^{-1}}{1+p(\omega_{Dj})^{-1}}\right),$$
$$\forall\,\omega\left(\bar{\ell}_a,\bar{\ell}_m\right)\in\left[\omega_{IA},\omega_{DB}\right],\ \{0<\alpha<1;1<\alpha<2\};\{0<\beta<1;1<\beta<2\}; \tag{13}$$

$$R_{ID}^{paralel} = \left(I^{\alpha} D^{\beta} \right)_{app} = PI_{SE} \left(\frac{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hI}\right)^{-1}} \right)^{\alpha} \prod_{i=1}^{N} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega'_{Ii}\right)^{-1}} \right) + \left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hD}\right)^{-1}} \right)^{\beta} \prod_{j=1}^{M} \left(\frac{1+p\left(\omega'_{Dj}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-1}} \right), \quad (14)$$

$$\forall \omega \left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m} \right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB} \right], \left\{ 0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2 \right\}; \left\{ 0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2 \right\};$$

$$R_{ID}^{combinee} = \left(I^{\alpha} D^{\beta} \right)_{app} = PI_{SE} + \left(\frac{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hI}\right)^{-1}} \right)^{\alpha} \prod_{i=1}^{N} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega'_{Ii}\right)^{-1}} \right) \times \left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hD}\right)^{-1}} \right)^{\beta} \prod_{j=1}^{M} \left(\frac{1+p\left(\omega'_{Dj}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-1}} \right), \quad (15)$$

$$\forall \omega \left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m} \right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB} \right], \left\{ 0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2 \right\}; \left\{ 0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2 \right\};$$

$$\begin{aligned} {}_{a}I_{t}^{\alpha} f(t) &= \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_{a}^{t} \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d\tau, \left(\alpha, a \in \Re, \alpha < 0\right) \\ {}_{a}D_{t}^{\beta} f(t) &= \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^{n}}{dt^{n}} \int_{a}^{t} \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}} d\tau, \left(n-1 < \beta < n\right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$n \in N := \left\{ 1, 2, 3, .. \right\}$$

КОНФИГУРАЦИИ НА АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ, ОСНОВАНИ НА ДРОБНО СМЯТАНЕ

Възможно е конфигурирането на фракталните [8,10÷12] регулатори (13)÷(15) да се извърши и паралелно, и серийно, и серийно-паралелно (комбинирано), като на фигурите е визирана най-важната зависимост при аналитичния синтез - връзката между основната честота и срязващата честота на обекта, към който се провежда синтеза на диференциатора от непълен ред β и на интегратора от непълен ред α. За използвания примерен обобщен модел на обекта са проектирани и моделирани системи за управление със (Табл.1): - 256 серийно конфигурирани $I^{\alpha}D^{\beta}$ регулатора; - 256 паралелно конфигурирани $I^{\alpha}D^{\beta}$ регулатора - 256 серийно-паралелно конфигурирани $I^{\alpha}D^{\beta}$ регулатора с диференциатори D_{t}^{β} от непълен, дробен ред β и на интегратори I_{t}^{α} от непълен, дробен ред α, които са рационални апроксимации [18,21] на оператора [14,15] на ***Riemann-Liouville*** (16)

$$\beta, (0,111111 \le \beta \le 1,888889), \quad \alpha, (0,111111 \le \alpha \le 1,888889)$$

Проектираните фрактални регулатори са моделирани и симулирани. Техните времеви и честотни характеристики са показани както следва: преходни функции и преходни характеристики на произволен входен сигнал (фиг.16, фиг.17); честотни характеристики (фиг.18, фиг.19).

АНАЛИЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ОБОБЩЕН ИНДУСТРИАЛЕН ОБЕКТ, ОСНОВАНИ НА ДРОБНО СМЯТАНЕ

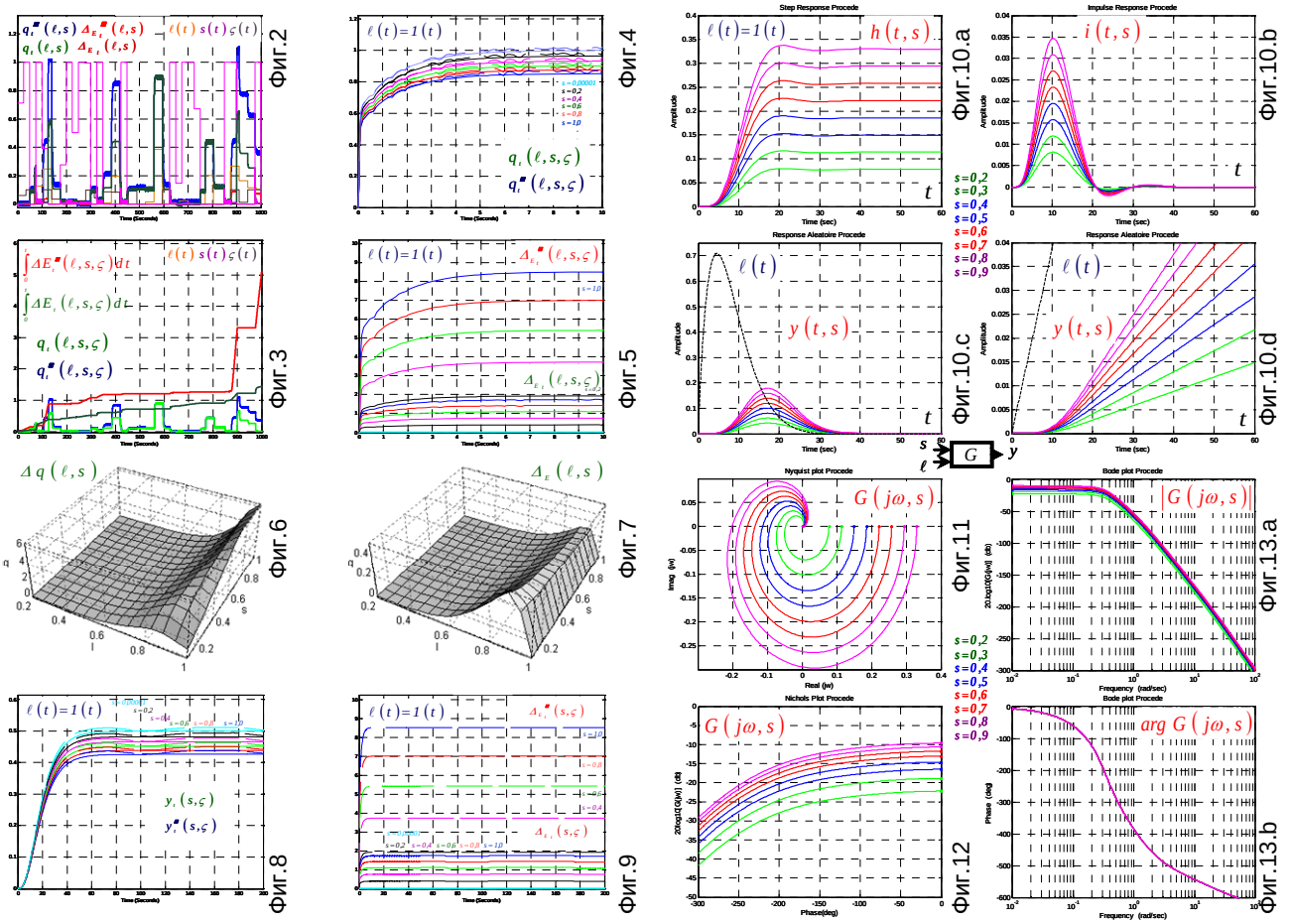
Проектираните с използването на един и същи аналитичен алгоритъм за синтез и критерий системи за управление на обобщения обект са моделирани и симулирани.

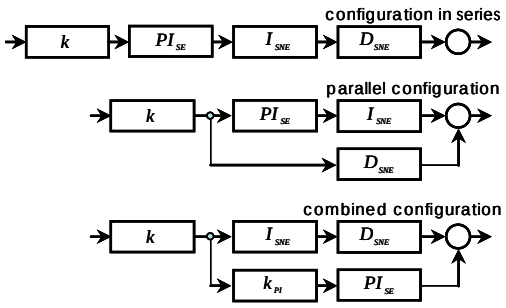
Резултатите от симулациите са показани на фиг.16÷фиг.25 както следва: преходни функции и преходни характеристики на затворените системи (фиг.20, фиг.21); честотни характеристики на отворените системи (фиг.22, фиг.23).

Тези резултати доказват, че проектираните системи са устойчиви и изпълняват еднозначно изискванията на предявения критерий при синтеза- зададени запаси на устойчивостта по модул и фаза и вертикален профил на характеристиките на отворената система.

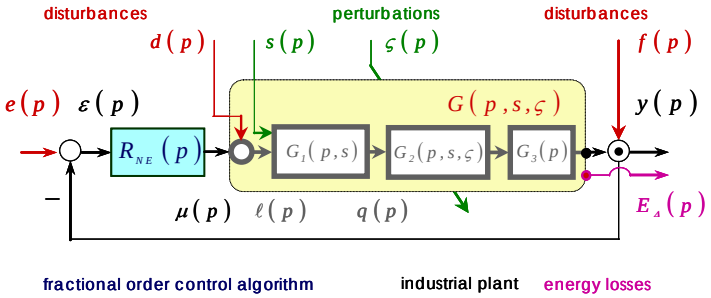
РОБАСТЕН АНАЛИЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ОБОБЩЕН ОБЕКТ, ОСНОВАНИ НА ДРОБНО СМЯТАНЕ

Резултатите от проведения честотен ***Nyquist***- и ***Nichols***- робастен анализ [11] по характеристиките на отворените и на затворените проектирани системи са показани в ***2-D*** и ***3-D*** форма на фиг.24 и фиг.25. Те еднозначно доказват робастната устойчивост и робастното качество на анализираните системи и позволяват тези робастни свойства да бъдат оценени количествено. Последните резултати от този анализ са показани с илюстрирането на робастната устойчивост и на робастното качество по характеристиките на отворените и на затворените системи на фиг.26 и с помощта на запасите на робастна устойчивост и запасите на робастно качество на фиг.27.

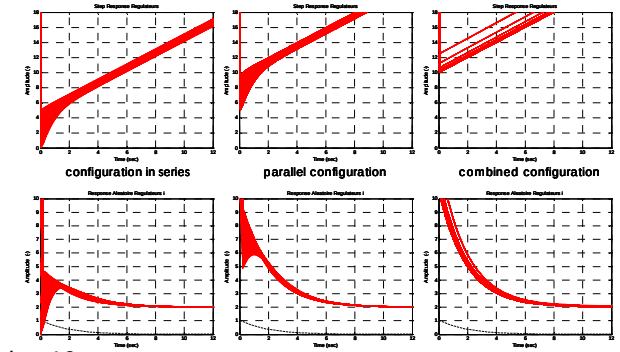




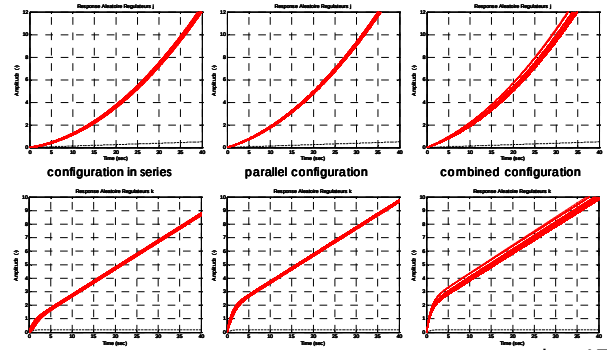
Фиг.14



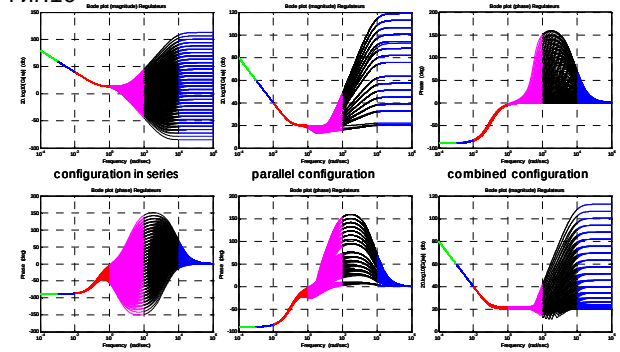
Фиг.15



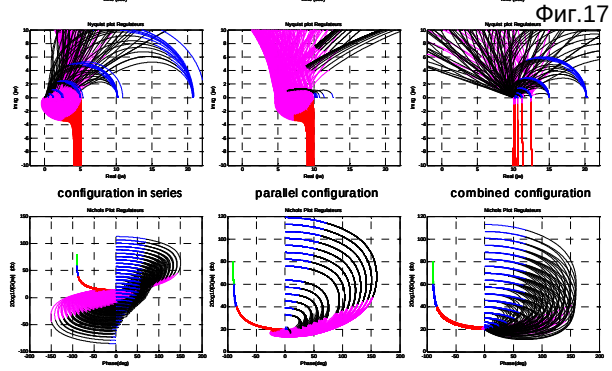
Фиг.16



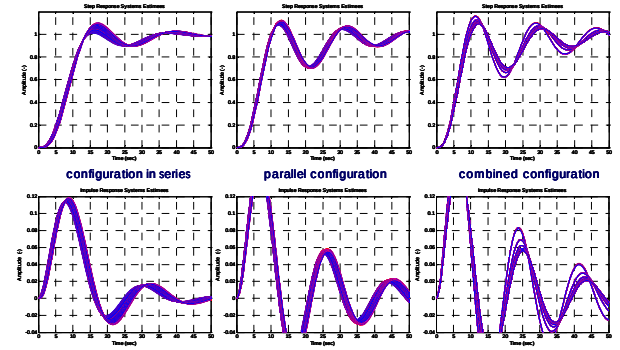
Фиг.17



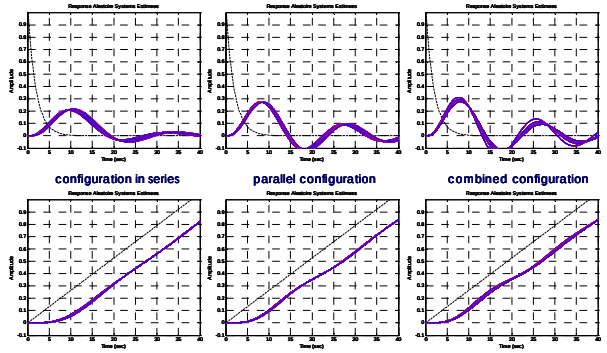
Фиг.18



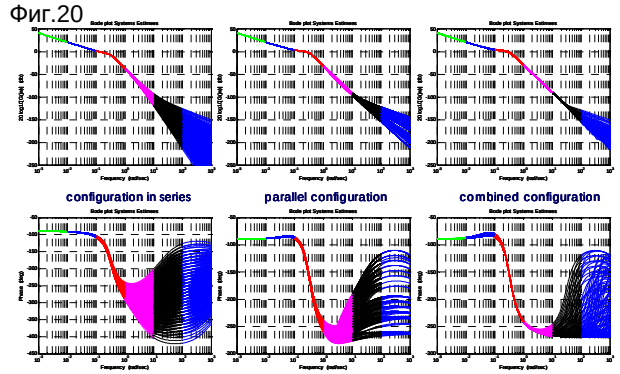
Фиг.19



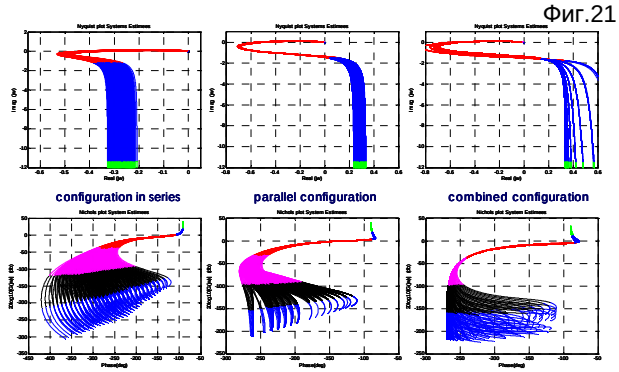
Фиг.20



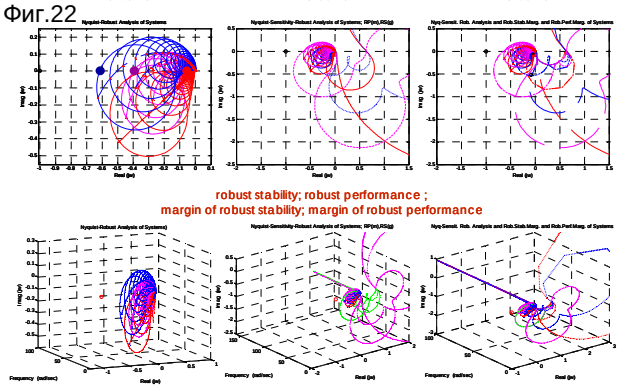
Фиг.21



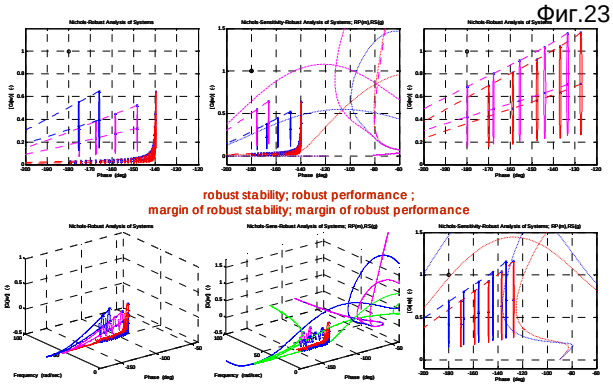
Фиг.22



Фиг.23



Фиг.24



Фиг.25

Табл.1

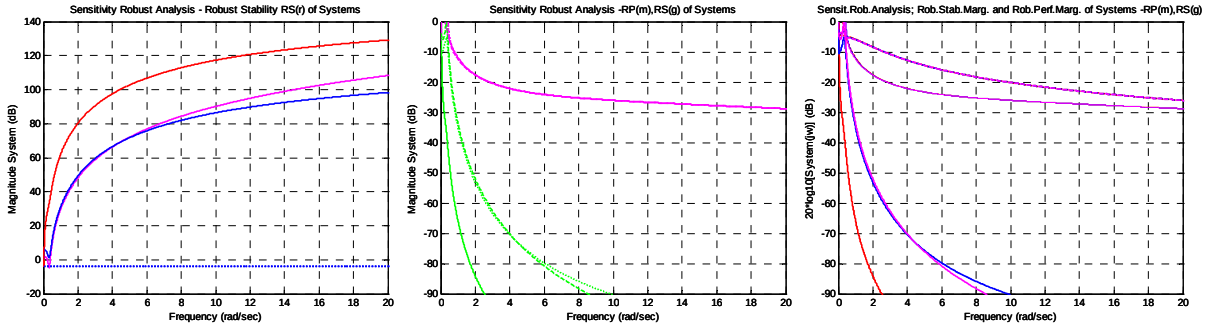
$\alpha = \ ,(\beta = \ )$	**0,111111**	**0,222222**	**0,333333**	**0,444444**
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{1}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{3}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{4}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	10°	20°	30°	40°

$\alpha = \ ,(\beta = \ )$	**0,555556**	**0,666667**	**0,777778**	**0,888889**
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{5}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{6}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{7}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{8}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	50°	60°	70°	80°

$\alpha = \ ,(\beta = \ )$	**1,111111**	**1,222222**	**1,333333**	**1,444444**
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{10}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{11}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{12}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{13}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	100°	110°	120°	130°

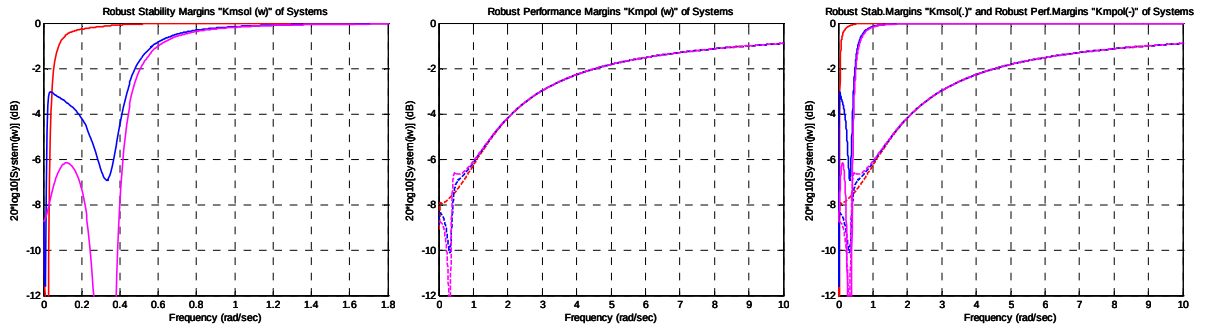
$\alpha = \ ,(\beta = \ )$	**1,555556**	**1,666667**	**1,777778**	**1,888889**
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{14}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{15}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{16}{9}\frac{\pi}{2}$	$\frac{17}{9}\frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	140°	150°	160°	170°

Фиг.26



Фиг.27

robust stability; robust performance ;
margin of robust stability; margin of robust performance



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата са предложени нови и оригинални **:**

● систематизация на възможностите за структурно конфигуриране на фрактални алгоритми за управление, основаващи се на оператори от дробното смятане**;**

● метод за анализ на възможностите на системи за управление на обекти с използването на тези алгоритми, основаващ се на синтез, моделиране, симулиране, сравнителен, робастен анализ и количествена оценка на робастните свойства на представителен брой системи за управление на обобщен модел на обекта**.**

А резултатите от изследванията налагат следните изводи и общи заключения от сравнителния анализ (фиг.16÷фиг.23 - симулацията на фракталните регулатори и на системите за управление на един обобщения обект с тях) са следните **:**

● И при серийно, и при паралелно, и при комбинирано конфигурираните системи постигането на заложените критерии за зададен запас на устойчивостта и вертикален профил на честотната характеристиката е реално достижимо**;**

● Времевите характеристики (преходни функции, импулсни преходни функции и преходни характеристики) на серийно конфигурираните системи са еднотипни, съвпадащи по своя характер и не са функция на реда на диференциране и на интегриране. Но съществените различия (които са функция на реда на диференциране и на реда на интегриране) са видими в честотните характеристики на системите**;**

● Времевите характеристики (преходни функции, импулсни преходни функции и преходни характеристики) на паралелно конфигурираните системи са еднотипни, съвпадащи по своя характер и не са функция на реда на диференциране и на интегриране. Но съществените различия (които са функция на реда на диференциране и на интегриране) са видими в честотните характеристики**;**

● Номиналните серийно конфигурирани системи превъзхождат номиналните паралелно и комбинирано конфигурирани системи в максимално динамично отклонение в преходните процеси - отклонението при серийно конфигурираните е много по-малко в сравнение с отклонението на паралелно конфигурираните**;**

● Номиналните серийно конфигурирани системи превъзхождат номиналните паралелно и комбинирано конфигурирани в количествените оценки на устойчивостта - запасите на устойчивостта по модул и по фаза на серийно конфигурираните за многократно по-големи от запасите на устойчивостта по модул и по фаза на паралелно конфигурираните **;**

● Серийно конфигурираните системи са със значително по-големи робастна устойчивост и робастно качество в сравнение от паралелно и с комбинирано конфигурираните системи, което количествено е оценено със стойностите на запаса на робастна устойчивост и запаса на робастно качество**;**

● Количествените показатели (фиг.24÷фиг.27) на устойчивостта са толкова по-големи, колкото редът на интегриране α е по-малък от единица, а редът на диференциране β е по-голям от единица $\alpha << 1$; $\beta >> 1$. Тази закономерност е в сила и за серийно конфигурираните системи и за паралелно конфигурираните системи, и за комбинирано конфигурираните системи. Тя е значително осезаема, чувствителна и силно изразена при серийно конфигурираните системи за разлика от паралелно и от комбинирано конфигурираните системи**;**

● От направените изследвания и сравнителен анализ се налага обобщаващият извод, че максимални показатели на качеството при проектирането на фрактални системи за управление могат да се постигнат, ако се използва серийна конфигурация на алгоритмите, използващи оператори, основани на дробното смятане и още - като при настройката им се съблюдава изискването за техния ред $\alpha << 1$; $\beta >> 1$**.**

ЛИТЕРАТУРА

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

2.Nikolov E. (2004), ***Special mathematical functions and fractional operators,*** Sofia 2004, © 2004 Ed. of Technical University Sofia, Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

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

4. Nikolov E. (2003), ***Control Instrumentations - part II* (*control algorithms, intelligent actuator, noise reduction control valves*),** © 2003 Ed. of Technical University Sofia, Sofia 2003, II-nd Edd., ISBN 954-438-336-6, 2003, 296 p.

5. Nikolov E. (2011), ***Application of Fractional Operators in Industrial Control System,*** International Journal "Mathematica Balkanica" special issue of proc. of International conference Transform Methods and Special Functions'2011 TMSF'2011- Sofia, Bulgaria, 20-23 October 2011, MSC 2010: 93B1, 93D09, 26A33, pp. 59-68

6. Nikolov E. (2008), ***The performances of the Fractional Control Systems,*** "Automatica and Informatics" Journal, 4/2008, © 2008 Union of Automatics and Informatics, ISSN 0861-7562, 19-26

7. Nikolov E. (2008), ***Fractional Robust Dead-Time Compensation in the Control System,*** Automatica and Informatics Journal, 3/2008, © 2008 Union of Automatics and Informatics, ISSN 0861-7562, 49-60

8. Nikolov E. (2009), ***Fractional ML-Control Systems,*** Journal of the Technical University Sofia Plovdiv Branch, Bulgaria „Fundamental Sciences and Applications", vol. 14 (1) 2009, Proceedings of the International Conference ENGINEERING, TECHNOLOGIES AND SYSTEMS TECHSYS'2009 Anniversary Scientific Conference 2009, Copyright © 2009 by Technical University Sofia, Branch Plovdiv, Bulgaria. ISSN 1310 - 271, 63-80

9. Nikolov E. (2000), ***Models at Analysis of the Smooth Flow Control,***- Automatic at Informatics Journal, N° 4, 2000, ISSN 0861-7562, 19-33

10. Nikolov E. (2000), ***Non-Integer Order Disturbances Absorbing Systems***,- Automatic and Informatics Journal, N°1/2000, ISSN 0861-7562, 9-50

11. Nikolova N., E. Nikolov (2005), ***Frequency Methods for Robust Analysis of the Control Systems,*** "Information Technologies and Control" Journal, © 2005 Bulgarian Union of Automatics and Informatics, ISSN 1312-2622, No 4/2005, 19-27

12. Nikolova N., Nikolov E. (2008), ***ML-Structures in the Repetitive Robust Control Systems,*** Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 1, © 2007 BAS, 44-64

13. Gorenflo R. (1997), ***Fractional calculus: Some numerical methods,*** in Fractals and Fractional Calculus in Continuum Mechanics, A. Carpinteri and F. Mainardi (eds.), Springer-Verlag, Wien, 1997, 277-290

14. Kiryakova V. S., Srivastava H. M. (1993), ***Generalized (multiple) Riemann-Liouville fractional differintegrals and their use in Univalent Function Theory***, In: "Analysis, Geometry and Groups: a Riemann Legacy Volume". Hadronic Press, Inc., (Florida, USA - ISBN 0-911767-59-2) , 1993, part. 1, 191-226

15. Kiryakova Virginia S. (1993), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, CRC Press; (December 27, 1993), ISBN: 0582219779, 360 p.

16. Machado J. A. Tenreiro (2009), ***Fractional derivatives: Probability interpretation and frequency response of rational approximations***, Commun Nonlinear Sci Numer Simulat 14 (2009) 3492–3497

17. Machado J. A. Tenreiro, Alexandra M. Galhano, Anabela M. Oliveira, József K. Tar (2009), ***Approximating fractional derivatives through the generalized mean***, Commun Nonlinear Sci Numer Simulat 14 (2009) 3723–3730

18. Oustaloup A. (1991), ***La commande CRONE* (*commande robuste d'ordre non entier*)**, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, 495 p., ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571

19. Oustaloup A. (1994), ***La robustesse* (*analyse et synthèse de commandes robustes*),** © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, 530 p.

20. Oustaloup A. (1995), ***La dérivation non entière (théorie, synthèse et applications),*** © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, 508 p., ISBN 2-86601-456-1, ISBN 0989-3571

21. Podlubny I. (1995), ***Fractional Differential Equations: Methods of Solution and Applications to Modelling and Control***, TU Kosice, 1995, 94 p.

Автори: Емил Николов, проф. дтн; Нина Николова, доц. д-р; Василка Стоилова, докт. маг. инж., катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg; ninan@tu-sofia.bg; vassilka_stoilova@hotmail.com*

Постъпила на 28.03.2012 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

Годишник на Технически Университет - София, т. 62, кн.1, 2012
Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 62, book 1, 2012

ЗАДАЧАТА ЗА ДИСКРЕТНИЯ ЛОГАРИТЪМ И КРИПТОГРАФИЯ ИЗПОЛЗВАЩА НЯКОИ АЛГЕБРИ (ГРУПИ, ПОЛУГРУПИ, ПОЛУПРЪСТЕНИ)

Мариана Дурчева, Иван Трендафилов

Резюме: *В последно време се появиха криптосистеми, основани на групи (полугрупи, квазигрупи, полупръстени, пръстени). Тук правим обзор на тези криптосистеми и на някои атаки към тях.*

Ключови думи: *криптография използваща групи, криптография основана на групи на плитките, полугрупово действие, криптосистеми основани на полупръстени.*

THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM AND CRYPTOGRAPHY USING SOME ALGEBRAS (GROUPS, SEMIGROUPS, SEMIRINGS)

Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov

Abstract: *In recent times numerous cryptosystems based on group (semigroup, quasigroup, semiring, ring) theoretic concepts have emerged. We survey these cryptosystems and some attacks on them.*

Keywords: *cryptography using groups, braid-based cryptography, semigroup action, semiring based cryptosystems.*

1 Introduction

This paper is based on the survey papers [14], [19], [25], [31], [40] and [77].

Many of the ideas which we discuss are related to the DLP and the Diffie – Hellman protocol [27], so we give a brief description of this protocol.

The Diffie – Hellman Key Agreement Protocol

Let G be a cyclic group, and g be a generator of G with order d. Both g and d are publicly known. If Alice and Bob wish to create a common key, they can proceed as follows:

1. Alice selects uniformly at random an integer $a \in [2, d-1]$, computes g^a, and sends it to Bob.

2. Bob selects uniformly at random an integer $b \in [2, d-1]$, computes g^b, and sends it to Alice.

3. Alice computes $k_a = (g^b)^a$, while Bob computes $k_b = (g^a)^b$.

4. The common key is thus $k = k_a = k_b \in G$.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

The security of the protocol relies on the assumption that, knowing $g \in G$ and having observed both g^a and g^b, it is computationally hard for an adversary to obtain the common key. This is known as the Diffie – Hellman Problem (DHP). The Diffie – Hellman problem is related to the better known problem:

The Discrete Logarithm Problem (DLP).

Let G be a cyclic group and g be a generator of G. For given $h \in G$, find an integer k such that $g^k = h$.

Clearly, if the DLP is easy then so is the DHP and thus the Diffie – Hellman protocol is insecure. Therefore we are interested in finding difficult instances of the DLP. The difficulty of the DLP depends heavily on the chosen group G.

2 The DLP in Abelian groups

Blackburn in [10] using techniques from the theory of Picard groups on finite graphs showed that the DLP can be efficiently solved in Biggs's groups. Blackburn in [11] provides a cryptanalysis of the Arifin – Abu cryptosystem and breaks this cryptosystem by showing that this DLP can be efficiently solved. In paper [12] is considered a cryptosystem based on Drinfeld modules and is shown that this cryptosystem is insecure. In [52] is proposed key exchange protocol using semidirect products.

In [73] is proposed an ElGamal like public-key cryptosystem in which the order of the underlying cyclic group is hidden. In the paper [105] is presented a generic algorithm for computing discrete logarithms in a finite abelian p-groups.

Paper [101] is a survey on twisting commutative algebraic groups and applications to discrete logarithm based cryptography.

The DLP plays an important role in Galbrait's book [35] and papers [36], [37], [38] and [39].

3 Cryptosystems using non commutative groups

Survey papers of non abelian group based cryptography are [31], [32], [81] and [82]. For DLP in non abelian groups see [56], [57], [58] and [60]. Paeng and co. in [85] suggested new encryption scheme which is based on DLP in the inner automorphism group. Birget et al. [7] considered a public key cryptosystem inspired of Wagner – Magyarik idea [110]. A cryptanalysis of this system is given in [17] and [48]. In the same paper is shown that cryptosystem [42] is insecure. Lempken et al. [64] proposed the cryptosystem MST_3 in non-commutative groups. Magliveras et al.[72] showed that MST_3 is insecure when a special method for generating secret keys is used. In [15] authors present new attacks against MST_3. The paper [21] cryptanalyses a public-key cryptosystem suggested by Grigoriev and Ponomarenko [49] and presents a heuristic method for recovering the secret key from the public key , which is the reason the proposed cryptosystem should not be used in practice.

In [30] is proposed new cryptosystem based on polycyclic groups. Frey [33] shows that Brauer group of local fields plays an important role in cryptosystems based on discrete logarithms. In [90] authors using ideas appeared in [100] expand this approach to the group representations.

A *logarithmic signature* for a finite group G is an ordered n-tuple $\alpha = (A_1, \ldots, A_n)$ of subsets A_i of G, such that each element $g \in G$ can be expressed uniquely as a product $g = a_1 \cdots a_n$, where $a_i \in A_i$. Cryptosystems using logarithmic signatures are proposed in [65], [69], [70], [71], [72] and [102].

Shpilrain [94] and Mullan [78] provide a cryptanalysis of the Stickel's scheme [104] and break this cryptosystem. Other cryptosystems using matrices can be seen in [1], [13], [16], [24], [34], [50], [67] and [68].

In 1911, Max Dehn posed the following problems:

• ***The Word Problem***: given a word w on the generators of a group G, decide if $w = 1$ in G.

• ***The Conjugacy Problem***: given words u, v on the generators of a group G, decide if u and v represent conjugate elements in G.

First attempt to use nonabelian groups in public key cryptography is suggested in [110]. The proposed cryptosystem is based on the hardness of the Word Problem for finitely presented groups, but the scheme is theoretical with several unresolved issues: critiques are given in [6], [47] and [66]. A remarkable result due to P. S. Novikov [83] states that there exists a finitely presented group with recursively unsolvable word problem.

Let G be a nonabelian group and $g, x \in G$. Denote $g^x = x^{-1}gx$, so the conjugation might be used instead of exponentiation in cryptographic contexts. Assuming that we can find a group where the Conjugacy Problem is hard, and assuming the elements of this group are easy to store and manipulate, one can define cryptosystems that are analogues to cryptosystems based on the DLP – see [93], [96] and [98]. The Conjugacy Problem forms the basis for two group-based key agreement protocols due to Anshel, Anshel and Goldfeld [3], [4] and Ko, Lee, Cheon, Han, Kang and Park [61]. Note that these cryptosystems are based on braid groups.

4 Braid-based cryptography

Braid group defined by E. Artin in 1947 is a very interesting group in many aspects: it has many equivalent presentations in entirely different mathematical areas; its word problem is relatively easy to solve, but some other problems (as the conjugacy problem, decomposition problem, and more) seem to be hard to solve.

There are several definitions for braid groups, but we consider one algebraic-geometric definition. For $n \geq 2$, braid group B_n is defined by the presentation:

$$\left\langle \sigma_0, \ldots, \sigma_{n-1} \;\middle|\; \begin{array}{ll} \sigma_i\sigma_j = \sigma_j\sigma_i & \text{for } |i-j| \geq 2 \\ \sigma_i\sigma_{i+1}\sigma_i = \sigma_{i+1}\sigma_i\sigma_{i+1} & \text{for } |i-j| = 1 \end{array} \right\rangle.$$

This presentation is called the Artin' presentation and the generators are called Artin's generators. We refer to σ_i, $0 \leq i < n-1$ as an elementary braid on n – strands and interpret that as the braid that interchanges strand i and $i+1$ by passing $i+1$ over i. An element of B_n is be called an n – braid. For each n, the identity mapping on $\{\sigma_1, \ldots, \sigma_{n-1}\}$ induces an embedding of B_n into B_{n+1}, so that we can consider an n – braid as a part of $(n+1)$ – braid. Note that B_2 is an infinite cyclic group, and hence it is isomorphic to the group of integers. For $n \geq 3$, the group B_n is not commutative and its center is an infinite cyclic subgroup. When a group is specified using a presentation, each element of the group is an equivalence class of words with respect to the congruence generated by the relations of the presentation. Hence, every n – braid is an equivalence class of n – braid words under the congruence from definition.

Like Artin's generators, the generators in [8] and [9] are braids in which exactly one pair of strands crosses. Birman gives a new canonical form for the elements of the braid group. Another normal forms are given in [29] and [59]. Some efforts to solve the conjugacy problem in polynomial time can be seen in [43] and [63].

Campagna [20] suggests a new canonical form named *max run form* applying Artin's generators and supplies some supporting algorithms necessary for cryptographic purposes. Wiest [111] proposes an algorithm for finding a unique short representative for any given element of the Artin's braid group. Algorithms for Conjugacy Decision Problem and Conjugacy Search Problem in braid groups are given in [43] and [45]. Hofheinz and Steinwandt [53] use a heuristic algorithm for attacking the Conjugacy Search Problem which is the basis of the cryptosystems of Anshel-Anshel-Goldfeld [3] and Ko et al. [61]. Myasnikov and Ushakov [79] and [80] suggested a variant of the length-based attacks for these cryptosistems. Similar attacks are proposed in [54]. Another attacks are considered in [18].

In [46] is shown that at least for rigid braids, the size of two Ultra Summit Sets is equal. Chowdhury [22] shows that the suggested implementation of the Algebraic Eraser scheme to the braid group is not secure. For Algebraic Eraser see also [44].

Some solutions of the word problem in the braid group is based on handle reduction process, see [26] and [41]. Three authentication schemes which are based on the Conjugacy Search Problem and Root Extraction Problem are introduced in [99].Cryptanalysis of the Root Extraction Problem can be seen in [51].

Shpilrain and Ushakov in [97] employed the ***Decomposition Problem***:

Given an element w of a group (semigroup) G, a subset $A \subseteq G$ and an element $x \cdot w \cdot y$, find elements $x', y' \in A$ such that $x \cdot w \cdot y = x' \cdot w \cdot y'$.

They use Thompson's group as a platform and show that the word problem

in Thompson's group is solvable in almost linear time. In [86] is shown that this cryptosystem is not secure. For another application of Thompson's group see [109].

Thomas and Lal in [106] proposed group signature schemes based on the conjugacy problem, decomposition problem and root problem in the braid groups.

Chowdhury [23] considered cryptographic protocols using non-commutative semigroups including the Cha-Ko-Lee-Han-Cheon braid group cryptosystem and gave two algorithms for solving the Decomposition Problem.

5 Semigroups, semirings and other algebras in cryptography

In 2007 G. Maze, C. Monico, and J. Rosenthal [74] suggested one of the first cryptosystems based on semigroups using some ideas from [3] and their earlier paper [76]. Such problems are studied also in [75]. In 2007 Slavin [103] filed a US patent for this cryptosystem. In 2010 and 2011 the authors of this survey, see [107] and [108] proposed a similar cryptosystem based on semigroups and semirings.

Many other cryptosystems based on semigroups and semirings are investigated in [2], [5], [28] and [84].

Cryptosystems using the Gaussian monoid (Dehornoy) are presented in [87], [88] and [89]. In 2006 Koh [62] filed a US patent for a cryptosystem, using commuting pairs in a monoid. Quasigroups in cryptology are proposed in [92] and [91].

V. Spilrain in remarkable paper [95] searches some examples of semigroups where the word problem admits sublinear time solution. These examples are *positive monoids* associated with groups.These monoids are studied in braid groups, Thompson's group and free nilpotent groups .

Let R be any associative ring and let G be a multiplicative group. Consider the set RG of all formal finite sums $\sum_{g\in G} a_g g$ with $a_g \in R$. The operations in RG are

$$\sum_{g\in G} a_g g + \sum_{g\in G} b_g g = \sum_{g\in G} (a_g + b_g)g, \quad \left(\sum_{g\in G} a_g g\right)\left(\sum_{g\in G} b_g g\right) = \sum_{h\in G} c_h h,$$

where $c_h = \sum a_x b_y$ with summation over all $(x, y) \in G\times G$ such that $xy = h$. The ring RG is called *group ring* of the group G over ring R. The technique proposed in [55] is to use appropriate elements of the group of units, $U(RG)$, of a group ring RG for encryption and decryption.

References

[1] Alvarez R., Martinez F., Vincent J., Zamora A. (2007), ***A New Public Key Cryptosystem based on Matrices***, 6 – th WSEAS Int. Conf. Inf. Sec. Priv., Spain, 2007, 36 – 39.

[2] Anjaneyulu G., Vasudeva Reddy P., Reddy U. (2008), ***Secured Digital Signature Scheme using Polynomials over Non-Commutative Division Semirings*** IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.8 No.8, August 2008, 278 – 284.

[3] Anshel I., Anshel M., Goldfeld D. (1999), ***An algebraic method for public-key cryptography***, Math. Res. Lett. 6, (1999) 1 – 5.

[4] Anshel, Anshel M, Fisher B., Goldfeld D. (2001), ***New key agreement protocols in braid group cryptography***, Progress in Cryptology – CT – RSA 2001, Lect. Notes in Comp. Sci., Springer-Verlag, 2020 (2001) 13 – 27.

[5] Atani R. E. (2007), ***Public Key Cryptography Based on Semimodules over Quotient Semirings***, International Mathematical Forum 2, 2007, no. 52, 2561 – 2570.

[6] Birget J., Magliveras S., Sramka M., ***On public-key cryptosystems based on combinatorial group theory***, to appear

[7] Birget J., Magliveras S., Wei W. (2002), ***Trap doors from subgroup chains and recombinant bilateral transversals***, Proceedings of RECSI VII (2002) 31 – 48.

[8] Birman J., Ko K., Lee S. (2001), ***The Infimum, Supremum, and Geodesic Length of a Braid Conjugacy Class***, Adv. in Math. 164, (2001) 41 – 56.

[9] Birman J., Ko K., Lee S. (1998), ***A new approach to the word and conjugacy problems in the braid groups***, Adv. Math. 139 (1998) 322 – 353.

[10] Blackburn S. (2009), ***Cryptanalysing the critical group: efficiently solving Biggs's discrete logarithm problem***, J. Math. Cryptology, Vol. 3 (2009) 199 – 203.

[11] Blackburn S. (2010), ***The Discrete Logarithm Problem Modulo One: Cryptanalysing the Ariffin – Abu cryptosystem***, J. Math. Cryptology, Vol 4 (2010) 193 – 198.

[12] Blackburn S., Cid C., Galbraith S. (2006), ***Cryptanalysis of a cryptosystem based on Drinfeld modules***, IEE Proc. Information Security, Vol. 153 (2006) 12 – 14.

[13] Blackburn S., Cid C., Mullan C., **Cryptanalysis of three matrix-based key establishment protocols**, to appear in J. Math. Crypt.

[14] Blackburn S., Cid C., Mullan C. (2011), ***Group theory in cryptography***, C. M. Campbell, M. R. Quick, E. F. Robertson, C. M. Roney-Dougal, G. C. Smith and G. Traustason (editors), Proceedings of Groups St Andrews 2009 in Bath Volume 1, Cambridge University Press, (2011) 133 – 149.

[15] Blackburn S., Cid C., Mullan C. (2009), ***Cryptanalysis of the MST3 cryptosystem***, J. Math. Crypt. 3 (2009) 321 – 338.

[16] Blackburn S., Garefalakis T. (2001), ***Cryptanalysis of a cryptosystem due to Yoo, Hong, Lee, Lim, Yi and Sung***, Electronics Letters, Vol. 37, No. 18 (2001), pp. 1118 – 1119.

[17] Blackburn S., Murphy S., J. Stern J. (1995), ***The cryptanalysis of a public key implementation of Finite Group Mappings***, J. Cryptology 8 (1995) 157 – 166.

[18] Bohli J., Glas B., Steinwandt R. (2006), ***Algebraic Cryptosystems and Side Channel Attacks: Braid Groups and DPA***, Congressus Numerantium, vol. 182 (2006) 145 – 154.

[19] Buchmann J., Weber D. (2000). ***Discrete logarithms: recent progress***, in Coding theory, cryptography and related areas, pages 42 – 56, Berlin, 2000. Springer.

[20] Campagna M. (2002), ***Algorithms in braid groups***, Advances in Mathematics, Vol. 167 (2002) 142 – 159.

[21] Choi S., Blackburn S., Wild P. (2007), ***Cryptanalysis of a homomorphic public-key cryptosystem over a finite group***, J. Math. Cryptography, Vol. 1 (2007) 351 – 358.

[22] Chowdhury M. (2007), ***On the AAGL Protocol***, arXiv:0708.2397v5 [cs.CR] 22 Nov 2007.

[23] Chowdhury M. (2007), ***On the Security of the Cha-Ko- Lee-Han-Cheon Braid Group Public key Cryptosystem*** arXiv:0708.2571v5 [cs.CR] 15 Nov 2007.

[24] Climent J-J, Gorla E, Rosenthal J. (2006), ***Cryptanalysis of the CFVZ cryptosystem***, arXiv:cs/0602037v1 [cs.CR] 10 Feb 2006.

[25] Dehornoy P. (2004), ***Braid-based cryptography***, Contemp. Math., 360 (2004), 5 – 33.

[26] Dehornoy P. (2011), ***Convergence of handle reduction of braids***, preprint

[27] Diffie W., Hellman M. (1976), ***New directions in cryptography***, IEEE Trans. Information Theory 22 (1976) 644 – 654.

[28] Dwivedi A., Ojha D., Sharma A., Mishra A. (2011), ***A Key-Agreement Protocol using Polynomials Root Problem over Non-Commutative Division Semirings***, International Journal of Computer Information Systems, Vol. 2, No. 3 (2011) 60 – 69.

[29] Dynnikov I., B. Wiest B. (2007), ***On the complexity of braids***, J. of the Europ. Math. Soc. 9, 4 (2007) 801 – 840.

[30] Eick B., Kahrobaei D. (2004), ***Polycyclic groups: A new platform for cryptology?***, arxiv.org/abs/math.GR/0411077.

[31] Fine B., Myasnikov A., Rosenberger G. (2011), ***Aspects of Nonabelian Group Based Cryptography: A Survey and Open Problems*** Groups-Complexity-Cryptology arXiv:1103.4093v2 [cs.CR] 22 Mar 2011.

[32] Fine B., Myasnikov A., Rosenberger G. (2009), ***Generic Subgroups of Group Amalgams*** Groups-Complexity-Cryptology Volume 1, No. 1 (2009) 51 – 61.

[33] Frey, G. (2004), ***On the Relation between Brauer Groups and Discrete Logarithms***, Unpublished manuscript.

[34] Galbraith S., ***Cryptosystems Based on Lattices***, to appear

[35] Galbraith S. (2012), ***Mathematics of Public Key Cryptography***, Published March 2012 in Cambridge University Press.

[36] Galbraith S., Paterson K., Smart N. (2008), ***Pairings for cryptographers***, Disc. Appl. Math. 156 (2008) 3113 – 3121.

[37] Galbraith S., Pollard J., Ruprai R., ***Computing discrete logarithms in an interval***, to appear in Math. of Computation.

[38] Galbraith S., Rotger V. (2004), ***Easy decision Diffie-Hellman groups***, LMS J. Comput. Math. 7 (2004) 201 – 218.

[39] Galbraith S., Ruprai R. (2010), ***Using Equivalence Classes to Accelerate Solving the Discrete Logarithm Problem in a Short Interval***, in P. Nguyen and D. Pointcheval (eds.), PKC 2010, Springer LNCS 6056 (2010) 368 – 383.

[40] Garber D. (2009), ***Braid Group Cryptography*** arXiv:0711.3941v2 [cs.CR] 27 Sep 2008.

[41] Garber D., Kaplan S., Teicher M, (2002), ***A new algorithm for solving the word problem in braid groups***, Adv. Math. 167(1) (2002), 142 – 159.

[42] Garzon M., Zalcstein Y. (1991), ***The complexity of Grigorchuk groups with application to cryptography***. Theoretical Computer Science , 88(1) (1991) 83 – 98.

[43] Gebhardt V. (2005), ***A new approach to the conjugacy problem in Garside groups***, J. Algebra 292(1) (2005) 282 – 302.

[44] Goldfeld D., Gunnells P. (2012), ***Deffeating the Kalka – Teicher – Tsaban linear algebra attack on the algebraic eraser***, arXiv:1202.0598v1 [cs.CR] 3 Feb 2012.

[45] González-Manchon P. (2007), ***There exist conjugate simple braids whose associated permutations are not strongly conjugate***, Math. Proc. Cambridge Phil. Soc. 143 (2007) 663 – 667.

[46] González-Meneses J., Gebhardt V. (2007), ***On the cycling operation in braid groups***, arXiv:0704.2600v1 [math.GT] 19 Apr 2007.

[47] González-Vasco M., Steinwandt R. (2004), ***A reaction attack on a public key cryptosystem based on the word problem***, Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing 14 (2004) 335 – 340.

[48] González-Vasco M., Hofheinz D., Martínez C., Steinwandt R. (2004), ***On the security of two public key cryptosystems using non-abelian groups***, Des. Codes Crypt. 32 (2004) 207 – 216.

[49] Grigoriev D., Ponomarenko I. (2004), ***Homomorphic public-key cryptosystems over groups and ring***, in Compl. of computations and proofs, Quaderni di Matematica, Vol 13, 2004, 305 – 325.

[50] Grigoriev D., Ponomarenko I. (2005), ***Constructions in public-key cryptography over matrix groups***, arXiv:math/0506180v1 [math.GR] 10 Jun 2005.

[51] Groch A., Hofheinz D., Steinwandt R. (2006), ***A practical attack on the root problem in braid groups***, Contemp. Math. 418 (2006), 121 – 131.

[52] Habeeb M., Kahrobaei D., Shpilrain V. (2010), ***A public key exchange using semidirect products of groups***, Proceedings of SCC 2010, 137 – 141.

[53] Hofheinz D., Steinwandt R. (2002), ***A practical attack on some braid group based cryptographic primitives***, 6th International Workshop on Practice and Theory in Public Key Cryptography, PKC 2003 Proc., Y.G. Desmedt, ed., Lect. Not. in Comp. Sci. 2567, 187 – 198.

[54] Hughes J., Tannenbaum A. (2002), ***Length-Based Attacks for Certain Group Based Encryption Rewriting Systems***, Workshop SECI02 SEcurite de la Comm. sur Intenet, Sept. 2002, Tunis.

[55] Hurley B., Hurley T. (2011), ***Group ring cryptography***, arXiv:1104.1724v1 [math.GR] 9 Apr 2011.

[56] Ilić I., Magliveras S. (2011), ***Crypto applications of combinatorial group theory***, Info. Security, Coding Th. and Related Combinatorics, D. Crnkovic and V. Tonchev (Eds.), ASI-NATO volume, IOS Press (2011) pp. 1 – 16.

[57] Ilić I., Magliveras S. (2010), ***Weak discrete logarithms in non-abelian groups***, J. Comb. Math and Comb. Computing, (JCMCC) 74 (2010), pp. 3 – 11.

[58] Ilić I., Magliveras S. (2009), ***Generalized discrete logarithm problem in finite non-abelian groups***, to appear in Cryptology, Designs and Finite Groups – CDFG 2009.

[59] Jacobson,Jr M. (2000), ***Computing Discrete Logarithms in Quadratic Orders***, J. Cryptology 13 (2000) 473 – 492.

[60] Klingler L., Magliveras S., Richman F., Sramka M. (2008), ***Discrete logarithms for finite groups***, Preprint 2008. 1 – 18.

[61] Ko K., Lee S., Cheon J., Han J., Kang J., Park C. (2000), ***New public-key cryptosystem using braid group***, Advances in Cryptology - CRYPTO 2000 (M. Bellare, ed.), Lecture Notes in Computer Science 1880 (Springer, Berlin, 2000) 166 – 183.

[62] Koh J. (2006), ***Cryptosystems using commuting pairs in a monoid***, USPatent 7136484, Nov. 14. 2006.

[63] Lee E., Lee S. (2008), ***Abelian subgroups of Garside groups***, Comm. Alg. 36(3) 1121 – 1139.

[64] Lempken W., Magliveras S., van Trung T., Wei W. (2009), ***A public key cryptosystem based on non-abelian finite groups***, J. Cryptology 22 (2009) 62 – 74.

[65] Lempken W, van Trung T. (2005), ***On minimal logarithmic signatures of finite groups***, J. Exp. Math. 14 (2005) 257 – 269.

[66] Levy-dit-Vehel F., Perret L. (2010), ***Security analysis of word problem-based cryptosystems***, Des. Codes Cryptography 54 (1) (2010) 29 – 41.

[67] Mahalanobis A. (2009), ***The discrete logarithm problem in the group of non-singular circulant matrices***, arXiv:0905.3135v2 [cs.CR] 21 Sep 2009.

[68] Mahalanobis A. (2011), ***The El-Gamal cryptosystem over circulant matrices*** arXiv:1109.6416v2 [cs.CR] 17 Oct 2011.

[69] Magliveras S. (2002), ***Secret and public-key cryptosystems from group factorizations***, Tatra Mt. Math. Publ. 25 (2002) 1 – 12.

[70] Magliveras S. (1986), ***A Cryptosystem from Logarithmic Signatures of Finite Groups***, in Proc. of the 29th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Elsevier Publ. Co., 1986, 972 – 975.

[71] Magliveras S., Stinson D., van Trung T. (2002), ***New approaches to designing public key cryptosystems using one-way functions and trap-doors in finite groups***, J. Cryptology 15 (2002) 167 – 183.

[72] Magliveras S., Svaba P., van Trung T., Zajac P. (2008), ***On the security of a realization of cryptosystem MST3***, Tatra Mt. Math. Publ. 41 (2008) 65 – 78.

[73] Magliveras S., van Trung T., Wei W. Hoffman F. (2004), ***Cryptographic primitives based on groups of hidden order***, Tatra Mt. Math. Publ, (2004) 147 – 155.

[74] Maze G., Monico C. Rosenthal J. (2007), ***Public key cryptography based on semigroup actions***, Advances in Mathematics of Communications, Volume 1, No. 4, (2007) 489 – 507.

[75] Maze G., Monico C. Rosenthal J. (2002), ***Public key cryptography based on simple modules over simple rings***, in Proc. of the 15-th Int. Symp. on the Math. Theory of Networks and Systems (eds. D. Gilliam and J. Rosenthal), University of Notre Dame, August 2002, 1 – 8.

[76] Maze G., Monico C. Rosenthal J. (2002), ***A Public Key Cryptosystem Based on Actions by Semigroups***, ISlT 2002, Lausanne, Switzerland, June 30 -July 5, 2002.

[77] Mullan C. (2012), ***Some results in group-based cryptography***, Technical Report RHUL – MA – 2012 – 1, 10 January 2012.

[78] Mullan C. (2011), ***Cryptanalysing variants of Stickel's key agreement protocol***, J. Math. Crypt. 4 (4) (2011) 365 – 373.

[79] Myasnikov A., Ushakov A. (2007), ***Length based attack and braid groups: cryptanalysis of Anshel – Anshel – Goldfeld key exchange protocol***, Public Key Cryptography – PKC 2007 (T. Okamoto, X. Wang, eds.), Lecture Notes in Computer Science 4450 (Springer, Berlin, 2007) 76 – 88.

[80] Myasnikov A., Ushakov A. (2008), ***Random subgroups and analysis of the length-based and quotient attacks***, J. Math. Crypt. 2 (2008) 29 – 61.

[81] Myasnikov A., Shpilrain V., Ushakov A. (2008), ***Group-based Cryptography***, Advanced Courses in Mathematics CRM Barcelona (Birkhäuser, Basel, 2008).

[82] Myasnikov A., Shpilrain V., Ushakov A. (2011), ***Non-commutative Cryptography and Complexity of Group-theoretic Problems***, Amer. Math. Soc. Surveys and Monographs, 2011.

[83] Novikov P. S. (1955), ***On the algorithmic unsolvability of the word problem in group theory***, Trudy Mat. Inst. Steklov 44 (1955) 1 – 143.

[84] Ojha D., Pandey N., Kumar A., Kumar B. (2010), ***Commitment scheme on polynomials over division semiring***, Int. journ. of adv. eng. sci. and technol., Vol No. 1, Issue No. 1 (2010) 61 – 63

[85] Paeng S-H., Ha K-C., Kim J., Chee S., Park C. (2001), ***New public key cryptosystem using finite non abelian groups***, Advances in Cryptology: Proceedings of CRYPTO 2001, Lect. Notes in Comp. Sci., Springer-Verlag, 2139 (2001) 470 – 485.

[86] Ruinskiy D., Shamir A., Tsaban B. (2007), ***Cryptanalysis of group-based key agreement protocols using subgroup distance functions***, PKC07, Springer Lect. Notes in Comp. Sci. 4450 (2007) 61 – 75.

[87] Sakalauskas E.(2004), ***New digital signature scheme in Gaussian monoid***, Informatica, 2004, Vol. 15, No. 2, 251 – 270.

[88] Sakalauskas E., Burba T. (2003), ***Basic semigroup primitive for cryptographic session key exchange protocol (SKEP)***, Information Technology and Control. ISSN 1392-124X, No.3 (28), 2003.

[89] Sakalauskas E., Burba T. (2004), ***Digital signature scheme based on action of infinite ring***, Informacines Technologijos Ir Valdymas, 2004, Nr.2 (31) 60 – 64.

[90] Sakalauskas E., Tvarijonas P. Raulynaitis A. (2007), ***Key Agreement Protocol (KAP) Using Conjugacy and Discrete Logarithm Problems in Group***, Informatica, 2007, Vol. 18, No. 1, 115 – 124.

[91] Samardziska S., Markovski S., Gligoroski D. (2010) , ***Multivariate quasigroups defined by T-functions***, Proceedings of SCC 2010, 117 – 127.

[92] Shcherbacov V. (2010), ***Quasigroups in cryptology***, arXiv:1007.3572v1 [math.GR] 21 Jul 2010.

[93] Shpilrain V. (2004), ***Assessing security of some group based cryptosystems***, Contemp. Math. 360 (2004) 167 – 177.

[94] Shpilrain V. (2008), ***Cryptanalysis of Stickel's key exchange scheme***, in Computer Science – Theory and Applications (E.A. Hirsch, A.A. Razborov, A. Semenov, A, Slissenko, eds.), Lecture Notes in Computer Science 5010 (Springer, Berlin, 2008) 283 – 288.

[95] Shpilrain V. (2011), ***Sublinear time algorithms in the theory of groups and semigroups***, arXiv:1105.3252v1 [math.GR] 17 May 2011.

[96] Shpilrain V., Ushakov A. (2006), ***The conjugacy search problem in public key cryptography: unnecessary and insufficient***, Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing 17 (2006), 285 – 289.

[97] Shpilrain V., Ushakov A. (2005), ***Thompson's group and public key cryptography***, Lecture Notes Comp. Sci. 3531 (2005), 151 – 164.

[98] Shpilrain V., Zapata G. (2006), ***Combinatorial group theory and public key cryptography***, Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing 17 (2006), 291 – 302.

[99] Sibert H., Dehornoy P., Girault M. (2006), ***Entity authentication schemes using braid word reduction*** Discrete Applied Mathematics 154 (2006) 420 – 436.

[100] Sidelnikov V. M., Cherepnev M. A., Yashcenko V. Y. (1994), ***Systems of open distribution of keys on the basis of noncommutative semigroups***, Russian Acad. Sci. Dokl. Math. 48-2 (1994), 384 – 386.

[101] Silverberg A. (2008), ***Applications to cryptography of twisting commutative algebraic groups***, Discrete Applied Mathematics 156 (2008) 3122 – 3138.

[102] Singhi N., Singhi N., Magliveras S. (2010), ***Minimal logarithmic signatures for groups of Lie type***, Designs, Codes and Cryptography (DCC) 55 (2010) 243 – 260.

[103] Slavin K. R. (2007), ***Public key cryptography using matrices***, February 2007, US Patent 10260818

[104] Stickel E. (2005), ***A new public-key cryptosystem in non abelian groups***, Proceedings of the Thirteenth International Conference on Information Technology and Applications (2005) 426 – 430.

[105] Sutherland A. (2012), ***Structure computation and discrete logarithms in finite abelian*** $\mathfrak{p}$ ***– groups***, arXiv:0809.3413v3 [math.NT] 7 Apr 2012.

[106] Thomas T., Lal A. (2006), **Group signature schemes using braid groups**, Preprint arXiv: cs.CR/0602063, 2006.

[107] Trendafilov I., Durcheva M. (2010), ***Discrete logarithms in finite fields – some algorithms for computing. New public key cryptosystem***, Appl. Math. in Eng. and Econ. – 36th Int. Conf. AIP Conf. Proc., Vol. 1293 (2010) 295 – 302.

[108] Trendafilov I., Durcheva M. (2011), ***New public key cryptosystem based on semirings and semimodules***, Appl. Math. in Eng. and Econ. – 37th Int. Conf. AIP Conf. Proc., to appear.

[109] Upadhyay S., KUMAR S., Lal R. (2011), ***Public key protocol based on amalgamated free product***, arXiv:1105.1086v1 [cs.CR] 16 Apr 2011.

[110] Wagner N., Magyarik M. (1984), ***A public key cryptosystem based on the word problem***, in Advances in Cryptology – CRYPTO '84 (G.R. Blakley, D. Chaum, eds.), Lecture Notes in Computer Science 196 (Springer, Berlin, 1985) 19 – 36.

[111] Wiest B. (2002), ***An algorithm for the word problem in braid groups***, preprint.

Authors: Mariana Durcheva, assist. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* mdurcheva66@gmail.com

Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 23.04.2012 **Рецензент** проф. дтн д-р дхк Емил Николов

ОПТИМАЛНО ПО БЪРЗОДЕЙСТВИЕ КОРИГИРАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА ГРАНИЧНИ РЕЖИМИ В АВТОМАТИЗИРАНИ ПРОИЗВОДСТВЕНИ СИСТЕМИ

Тодор Йонков

Резюме: *В работата се предлага метод за коригиращо управление при автоматизирани производствени системи, подложени на значителни смущения. За гранични работни режими се предлага конвенционалната стратегия за управление да бъде превключена в нова, която да осигури за най-кратко време завръщането на координатите на системата в стандартния работен диапазон. Предлаганият подход позволява въвеждане на въздействия за самоконтрол на управляващите въздействия и за целенасочена компенсация на смущенията. Симулационни резултати върху едномерна и многомерна система доказват работоспособността на предлагания метод.*
Ключови думи: *градиентно управление, оптималност по бързодействие, автоматизирани производствени системи в гранични режими*

TIME-OPTIMAL CONTROL ON BORDER REGIME IN AUTOMATED MANUFACTURING SYSTEMS

Todor Ionkov

Abstract: *Method for control on automated production systems with major disturbances is proposed in the work. Conventional control strategy is proposed to be switched into a new one for border regimes, in order to provide the shortest time to return the coordinates of the system in the standard operating mode. The proposed approach allows the introduction of the effects of self-managing control inputs and disturbances compensation. Simulation results on one-dimensional and multidimensional systems prove the efficiency of the proposed method.*
Keywords: *gradient control, time-optimal control, automated production systems in border regimes*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Редица производствени системи са подложени на значителни по амплитуда смущения в хода на нормалното си функциониране. В голямата си част тези системи са нелинейни [1] и управлението им е изградено след линеаризиране на описанието, поради което при изчерпване на компенсационните възможности на регулаторите и попадане на фазовите координати, управляващите въздействия и регулируемите величини в области, съществено отдалечени от зададените, се попада в гранични работни режими, където точността на описанието на сис-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

темата, показателите на регулиране и сходимостта на непринудените движения са твърде ниски и съществено компрометирани. В настоящата работа се предлага при подобни режими конвенционалната стратегия за управление да бъде превключена в нова – допълнителна управляваща структура [2], която да може да осигури за най-кратко време завръщането на координатите на системата в стандартния работен диапазон. Предлаганият подход позволява и въвеждането на въздействия за самоконтрол на управляващите въздействия.

2. ГРАНИЧНИ РЕЖИМИ В АВТОМАТИЗИРАНИТЕ ПРОИЗВОДСТВЕНИ СИСТЕМИ (АПС)

Широк клас АПС в сградните автоматизирани структури, в металургичните производствени системи, в общопромишлените електромеханични системи са нелинейни и нестационални и се описват със системата:

$$\dot{X} = F(X,U,Z,t) \quad (1)$$

$$Y = G(X,U,Z,t) \quad (2)$$

където X са фазовите координати на системата, Y са регулируемите величини, Z са смущенията. F и G са като правило нелинейни функции.

Управлението на тези системи, конвенционално реализарано чрез различни стратегии, се базира на информация от обратните връзки и/или смущаващите въздействия (обикновено чрез предсказващи подходи):

$$U = f(X,Z,t) \quad (3)$$

Дефиниция: Нека с X^*, Y^*, U^* означим установения режим на системата и нека бъдат дефинирани областите:

$$\Omega_X(X^*) \Rightarrow \max\left|X - X^*\right| \le \Delta_X$$

$$\Omega_Y(Y^*) \Rightarrow \max\left|Y - Y^*\right| \le \Delta_Y \quad (4)$$

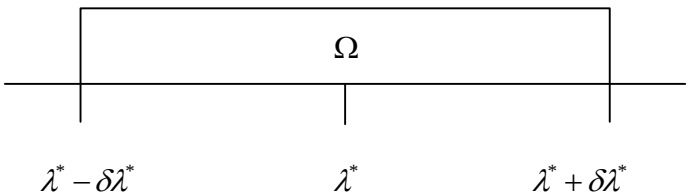
$$\Omega_U(U^*) \Rightarrow \max\left|U - U^*\right| \le \Delta_U$$

Тогава под граничен режим ще се разбира всеки режим, за който е изпълнено условието $X \notin \Omega_X \vee Y \notin \Omega_Y \vee U \notin \Omega_U$.

Граничните стойности Δ_X, Δ_Y, Δ_U се определят в зависимост от желаната точност на работа в установен или квазиустановен режим [3], или в зависимост от желаната точност на линеаризация (за случаите на линеаризирани АПС)

3. ЖЕЛАНА СТЪПКА НА РЕГУЛИРУЕМАТА ВЕЛИЧИНА

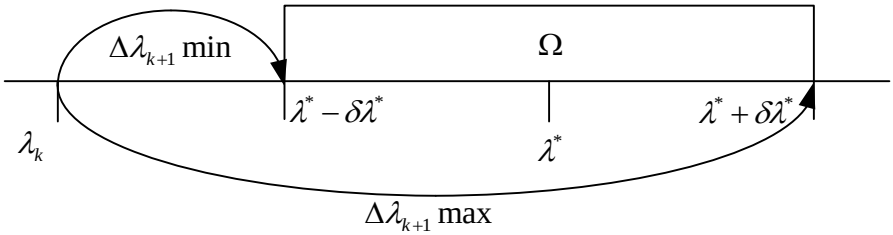
Ще поясним идеята на предлагания метод, разглеждайки в най-общ вид процеса на регулиране на условната скаларна координата λ (фиг.1), за която областта Ω се дефинира като δ-околност спрямо желаната стойност λ^*.



Фиг.1 Гранична област на регулируемата величина

В даден дискретен момент от времето k са възможни четири случая на разположение на регулируемата координата λ_k – два в „граничен режим” (извън Ω - в дясно или в ляво от областта) и два в конвенционален режим (в областта Ω - в дясно или в ляво от λ^*).

Необходимата „стъпка” $\Delta\lambda_{k+1}$ на движение в $k+1$-ия момент от времето за влизане в желаната област Ω или за оставане в същата област $\lambda_{k+1} = \lambda_k + \Delta\lambda_{k+1}$ се пояснява от фиг.2 , където е изобразен един от посочените случаи:



Фиг.2 Определяне на допустимите стъпки за даден такт

Обобщението за четирите, възможни случая на разположение на λ_k ,води до следните зависимости:

$$\begin{aligned} &\text{ако } \Delta\lambda_k = (\lambda_k - \lambda^*) > 0 \quad \text{то} \qquad \Delta\lambda_{k+1}\min = \Delta\lambda_k - \delta\lambda^* \\ &\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\quad \Delta\lambda_{k+1}\max = \Delta\lambda_k + \delta\lambda^* \\ &\text{ако } \Delta\lambda_k = (\lambda_k - \lambda^*) \le 0 \quad \text{то} \qquad \Delta\lambda_{k+1}\min = \Delta\lambda_k + \delta\lambda^* \\ &\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\quad \Delta\lambda_{k+1}\max = \Delta\lambda_k - \delta\lambda^* \end{aligned} \qquad (5)$$

където $\Delta\lambda_{k+1}\min$ е по-малката по абсолютна стойност стъпка, докато „посоката” на тази стъпка се определя от съответните знаци – (-) в посока на намаляване на λ, а (+) в посока на увеличаване.

4. АЛГОРИТЪМ ЗА ОПТИМАЛНА ПО БЪРЗОДЕЙСТВИЕ СТАТИЧНА КОРЕКЦИЯ

Целта на описания по-долу синтез е при попадане на системата в гранични режими да се извърши преход [4, 5]към коригиращо управление, чрез което да се осигури най-бързото възможно движение на координатите на АПС и на управляващите въздействия в посока на „връщане” в конвенционалните работни области, описвани с (4).

Идеята на предлагания подход се базира на съчетаното използване на свойствата на градиентните методи за управление и тези на релейното оптимално по бързодействие управление.

4.1. Коригиращо управление по координатите на АПС

Разглеждаме системата

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + \xi(t) \end{aligned} \qquad (6)$$

където $\xi(t)$ са приведените към изхода смущения, чиито честотен спектър е значително по-наляво от този на координатите на системата.
В установен режим при $t \to \infty$ е в сила зависимостта:

$$Y = -CA^{-1}BU = \beta U \qquad (7)$$

Зависимост (7) може да бъде геометрично интерпретирана по следния начин: $Y_0 = \beta U$ представлява съвкупност от m хиперравнини в пространството U, всяка от които има градиент с компоненти, равни на съответните редове на на матрицата β и е на разстояние $|Y_0|$ от координатното начало. Очевидно е, че най-голямо изменение по Y_0 за някои от тези хиперравнини, при ограничена стъпка на управляващите въздействия се постига, когато изобразяващата точка с координати $(u_1, u_2, ...u_m)$ се движи по градиента на тази равнина [6,7].
Формираме векторите $Y^* \min$ и $Y^* \max$ по аналогия с разглежданията по-горе:

$$Y^* \min = \left[y_{1\min}, y_{2\min}, ... y_{m\min}\right] \qquad (8)$$
$$Y^* \max = \left[y_{1\max}, y_{2\max}, ... y_{m\max}\right]$$

Тогава зависимостите

$$Y^* \min = \beta U \qquad (9)$$
$$Y^* \max = \beta U$$

ограничават затворена област в пространството U.
Нека в k-ия момент изобразяващата точка е в положение U_k. Тогава, за да се извърши най-голямо преместване за една стъпка с големина St по посока на посочената затворена област (4), е необходимо да се прецени коя хиперравнина е нарушена (напр. j-тата), от коя посока е нарушението (напр. откъм $y_{j\min}$) и да се направи стъпка U_{k+1} по градиента на нарушената хиперравнина:

$$U_{k+1} = St.Grad(y_j) \qquad (10)$$

Разширяването на тези разсъждения за случаи, когато са нарушени повече хиперравнини в различни спрямо $Y^* \min$ и $Y^* \max$ посоки, води до желано движение по геометричната сума от градиентите на нарушените хиперравнини:

$$U_{k+1} = St.Grad(Y).\Phi_k(Y) \qquad (11)$$

където

$St = diag\begin{bmatrix} S_1 & & & \\ & S_2 & & \\ & & .... & \\ & & & S_m \end{bmatrix}$, S_i е стъпка по i-тото управляващо въздействие

$Grad(Y) = \beta^T$

$\Phi(Y)$ е вектор-функция на превключване - $\Phi(Y) = \left[\varphi_1, \varphi_2, ...\varphi_m\right]$, в която всеки от компонентите се получава съгласно зависимостта:

$$\varphi_i = 1, \text{ ако } y_i < y_i^* \min$$
$$\varphi_i = 0, \text{ ако } y_i^* \min \le y_i \le y_i^* \max \qquad (12)$$
$$\varphi_i = -1, \text{ ако } y_i > y_i^* \max$$

където y_i са компонентите на вектора Y, $y_i^* \min$ са компоненти на вектора $Y^* \min$, $y_i^* \max$ са компоненти на вектора $Y^* \max$.

4.2. Коригиращо управление при ограничения върху управляващите въздействия

По аналогия със зависимост (11), в случаите, когато е необходимо отчитането на ограниченията върху управлението при попадане на някои от компонентите му при многовходови АПС в критични режими, е възможно формирането на управление, връщащо в желаната област за най-кратко време тези компоненти на вектора на управлението [8]. Връщането в областта Ω_U за най-кратко време се реализира чрез следния закон за управление:

$$U_{k+1} = St.[Grad(Y).\Phi_k(Y) - Grad(U)\Phi_k(U)] \quad (13)$$

Тъй като всички гореизложени разсъждения са в пространството U, то е в сила зависимостта: $Grad(U) = I$, където с I е означена единична матрица.

4.3. Коригиращо управление при отчитане на смущенията

Компенсирането на външните смущения може да се добави като разширяваща компонента в закона за оптимална статична корекция:
В установен режим при $t \to \infty$ е в сила зависимостта:

$$Y = -CA^{-1}BU + \xi(t) = \beta U + \xi(t) \quad (14)$$

Директно от това равенство следва показания по-долу модифициран закон за управление:

$$U_{k+1} = St.[Grad(Y).\Phi_k(Y) - \Phi_k(U)] - \beta^{-1}\xi(t) \quad (15)$$

5. СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ

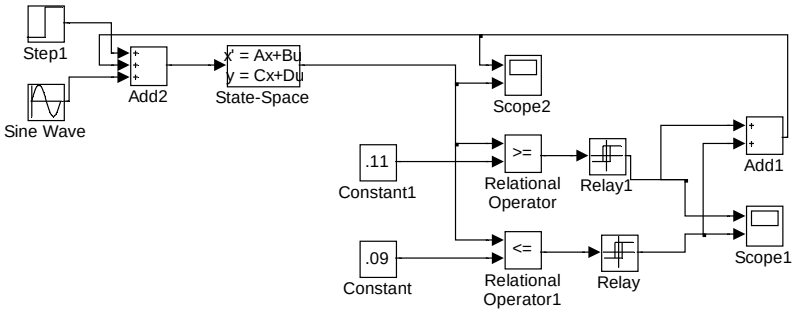
Работоспособността на предлагания подход е оценена върху едномерна и върху многомерна АПС.
Едномерната експериментална система включва постояннотоково електрозадвижване със следните параметри: $J = 0.01\ kg.m^2$ - инерционен момент
$b = 0.1 Nm.s$ - коефициент на вискозно триене, $k = c\Phi = 0.01 Nm/A$ - коефициент на електромагнитната връзка, $R = 1\Omega$ - активно роторно съпротивление, $L = 0.5H$ - роторна индуктивност.
Описанието на системата в пространството на състоянията е:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (16)$$
$$Y = CX + DU$$

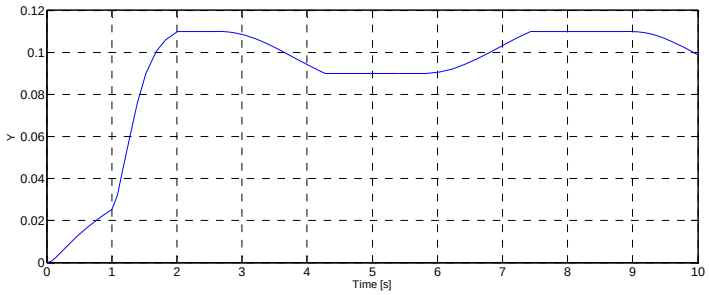
където:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{k}{J} \\ -\frac{k}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix},\ D = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

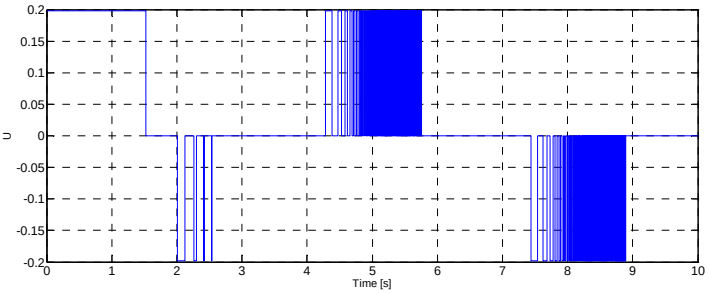
На фиг.3 е показан симулационният модел, реализиращ оптималната статична корекция, а на фиг.4 и фиг.5 – регулируемата величина и управлението, подавано към постояннотоковия преобразувател. Симулирането е проведено при постоянно подадено към входа на системата синусоидално смущение, което както личи от фиг.4 се компенсира напълно от предлагания алгоритъм, като се осигурява за най-кратко време влизането на регулируемата координата – скорост в зададената 10% желана работна област.



Фиг.3 Симулационен модел на едномерна система



Фиг.4 Регулируема величина при едномерно управление и постоянни смущения



Фиг.5 Управляващо въздействие, оптимално по бързодействие

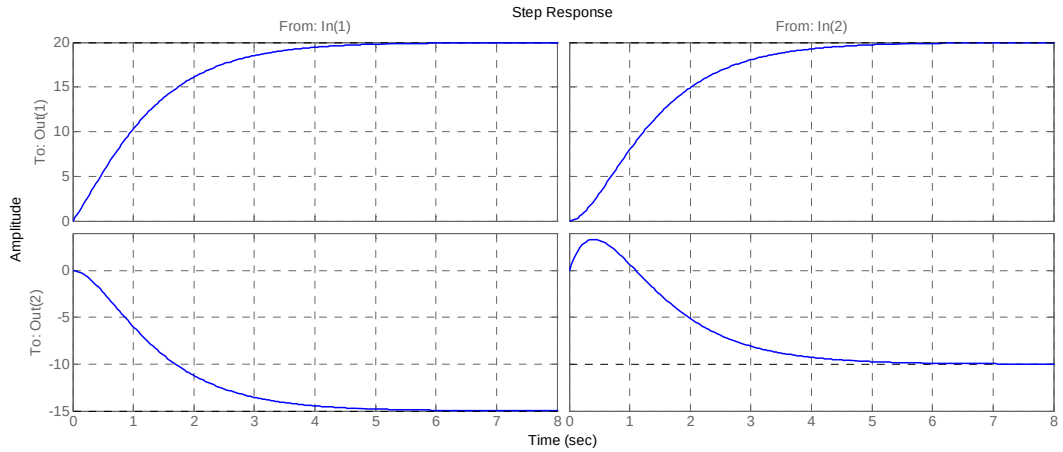
Многомерната симулационна система е двувходова и двуизходна с описанието, съгласно (16), където съответните матрични коефициенти имат стойностите:

$$A=\begin{bmatrix}1 & 2\\ -3 & -4\end{bmatrix},\ B=\begin{bmatrix}10 & 0\\ 0 & 20\end{bmatrix},\ C=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix},\ D=\begin{bmatrix}0\end{bmatrix}$$

Зададените стъпки по двата управляващи входа са:

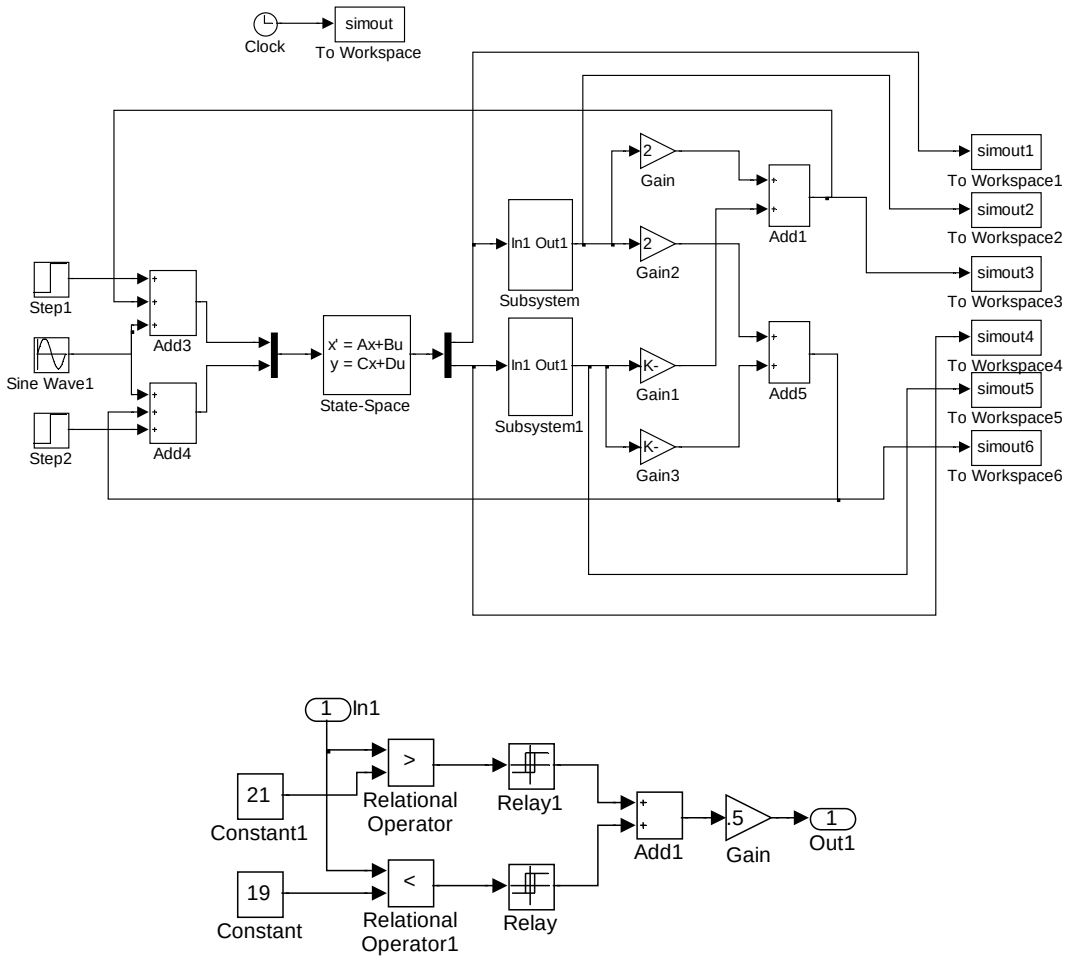
$$St=\begin{bmatrix}0.1 & 0\\ 0 & 0.4\end{bmatrix}$$

Динамиката на отворената система е показана на фиг.6



Фиг.6 Динамика на многомерната отворена система, обект на изследване

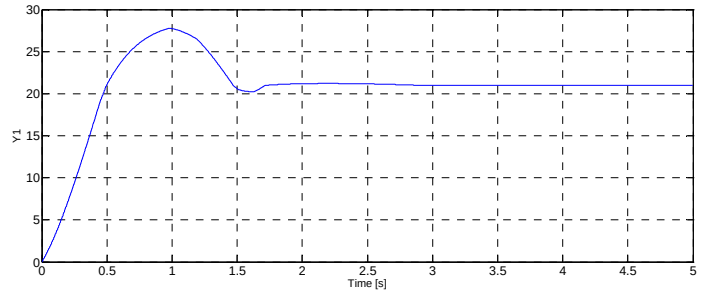
При зададен „критичен режим” – съответно 5% -на област по отношение на първата регулируема величина Y1 и 15% -на област по отношение на втората регулируема координата Y2 е синтезиран модел на системата, показан на фиг.8



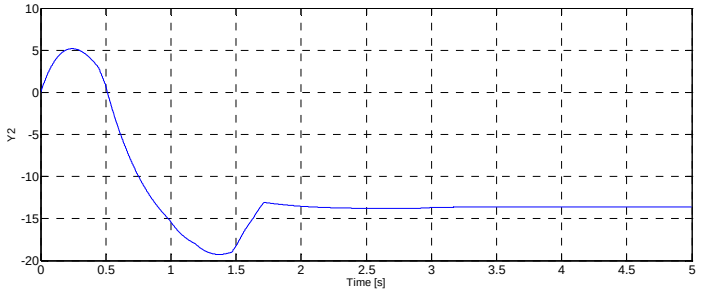
Фиг.8 Симулационен модел на многомерна система (а) с оптимална корекция на граничните режими и на включената в нея подсистема (б)

Подсистемата изпълнява функциите за формиране на вектор-функциите на превключване, която дефинира нарушенията спрямо желаната област на нарушените координати.

Получените резултати, доказващи навлизането на двете регулируеми координати в нормалната работна област при постоянно генерирани синусоидални смущения на входа, са демонстрирани на фиг.9 (а) и фиг.9 (б):



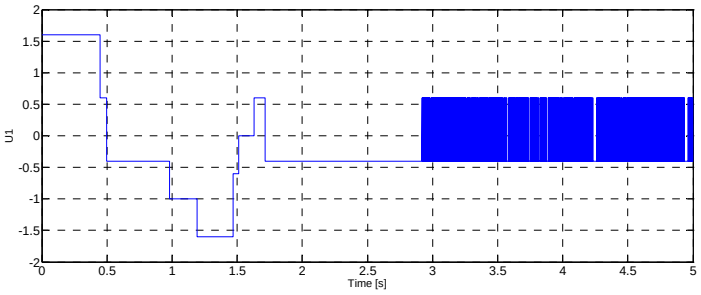
(а)



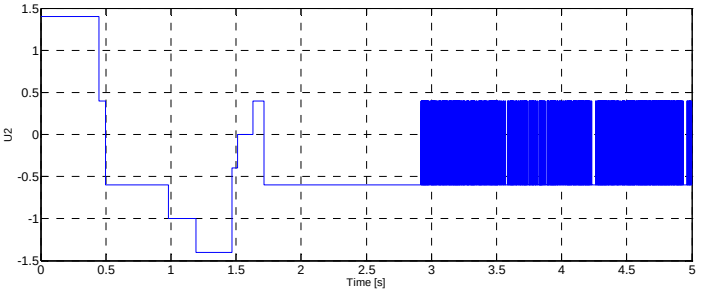
(б)

Фиг.9 Стабилизирани регулируеми координати чрез статичното коригиращо управление

На фиг.10 (а) и фиг.10 (б) са показани формираните оптимални статични управляващи въздействия, а фиг.11 (а) и фиг.11 (б) са изобразени изходите на двете вектор-функции на превключване:

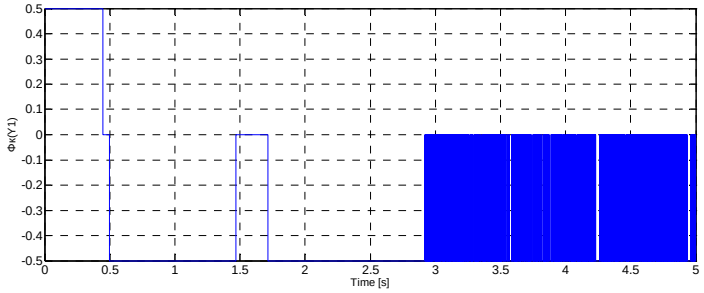


(а)

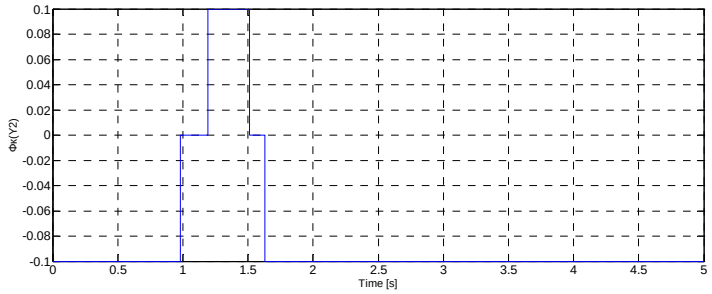


(б)

Фиг.10 Оптимални статични управляващи въздействия по двата управляващи входа



(а)



(б)

Фиг.11 Изходи на вектор-функциите на превключване по двете регулируеми величини

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложеният алгоритъм за превключване на основния закон за управление към статична оптимална по бързодействие корекция в гранични режими на АПС оценява както отклоненията извън желаните области на фазовите координати (чрез $\Phi_k(Y)$, така и на управляващите въздействия (чрез $\Phi_k(U)$). Допустимите стойности, формиращи движението към желаната област $(Y^* \min)_{k+1}$ и $(Y^* \max)_{k+1}$ зависят от подаденото управление на k-тата стъпка, поради което във всеки оптимизационен цикъл тези стойности се преизчисляват.

Твърде облекчено става превключването между коригиращото статично управление и основния закон за управление на АПС. В посока към статичната корекция – при навлизане на системата в критичен режим, съгласно (4). В обратна посока – при изпълнение на условието:

$$\Phi_k(Y) = \Phi_k(U) \equiv 0 \qquad (17)$$

Предложената стратегия за управление е подходяща не само в АПС, но и извън тях – напр. в системите за сградна автоматизация при управление на системите за отопление и климатизация [9, 10]. Реализацията му в тези системи подобрява значително качеството на регулиране, като поради намалените периоди на излизане извън желаните работни области, се очаква постигането на значителна икономия на консумираната енергия.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията са финансирани по договор ДТК 02/1 от НФНИ – МОМН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Р. Райнов, Вл. Христов (2006), ***Влияние на производната на ускорението върху производителността на производствените механизми с цикличен режим на работа***, Международна юбилейна научна конференция 20 години Филиал Пловдив -ТУ-София

[2] M. O. Efe, O. Kaynak, and B. M. Wilamowski, (2000), ***Stable training of computationally intelligent systems by using variable structure systems technique***, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 2, pp. 487–496

[3] Whittle, P. (1996), ***Optimal Control — Basics and Beyond***, John Wiley & Sons, New York

[4] Lewis, L.L and V.L. Syrmos (1995), ***Optimal Control***, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York

[5] M. Athans, P. L. Falb (2007), ***Optimal Control: An Introduction to the Theory and Its Applications***, New York, Dover Publications

[6] Lawrence Hasdorff (1976), ***Gradient Optimization and Nonlinear Control***, Wiley

[7] B. Bonnard and M. Chyba (2003), ***Singular Trajectories and their Role in Control Theory. Springer***, 29, 109

[8] Botan, C., Horga, V., Ostafi, F. (2007), ***Efficient Control of the Electrical Drives in the Transient State***, IEEE International Conference, Electrical Machines and Drives, IEMDC

[9] R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal (2006), ***New technique for maximum efficiency of induction motors based on PSO***, IEEE conference proceedings, pp. 2176-2181

[10] Е. Йончев (2010), ***Адаптивен по скорост и статорно съпротивление наблюдател на потокосцепление за системи за безсензорно векторно управление***, Годишник на ТУ - София, ISSN 0374-342X , 84 – 93.

Автор: Тодор Йонков, доц. д-р - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: tsj@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

СИСТЕМИ ЗА ИНДИРЕКТНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ С РАЗЛИЧНИ ТОКОВИ МОДЕЛИ В ЗАКОНА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ С ПРОСТРАНСТВЕНА ВЕКТОРНА МОДУЛАЦИЯ

Тодор Йонков, Евтим Йончев, Дочо Цанков

Резюме: *В работата са изследвани динамичните и статични показатели за качество на системи за индиректно векторно управление на асинхронни електродвигатели, управлявани от автономен инвертор на напрежение с пространствена векторна модулация. В анализираните системи е приложен токов модел за определяне на желаното хлъзгане по зададените или по измерените стойности на координатите на статорния ток в декартова координатна система, ориентирана по роторното потокосцепление. Структурата, базирана на зададени координати, се явява оптимална по отношение на техническата реализация на управлението.*

.

Ключови думи: *индиректно векторно управление, асинхронен мотор*

INDIRECT VECTOR CONTROL SYSTEMS WITH VARIOUS CURRENT MODELS IN PRINCIPLE FOR OPERATION OF VOLTAGE SOURCE INVERTER WITH SPACE VECTOR MODULATION

Todor Jonkov, Evtim Yonchev, Docho Tsankov

Abstract: *Dynamic and static quality indicators for indirect vector control system of induction motors driven by voltage source inverter with space vector modulation are studied in this paper. In the analyzed systems is applied current model for determining the required slip under referred or measured values of the coordinates of the stator current in Cartesian coordinate system, oriented in the rotor flux. The structure based on referred coordinates is optimal according to the technical realization of the control.*

Keywords: *indirect vector control, induction motor*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Съществуващите сравнително прости системи за управление на асинхронни мотори със скаларно управление се характеризират с незадоволителна динамика при поддържане отношението на напрежението и честотата. Известни са сис-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

теми за електрозадвижване на базата на U/f_1 закона за управление със стабилизация на магнитното състояние на двигателя при изменение на f_1 и натоварването чрез компенсация на падовете на напрежение, преди всичко в активното статорно съпротивление. Теоретично и експериментално е доказано, че независимо от тези подобрения, не могат да бъдат постигнати показателите за качество, които са характерни за постояннотоковите регулируеми електрозадвижвания.

Представянето на променливите на състоянието в ортогонална координатна система, ориентирана спрямо статорното или роторно потокосцепление, е познато като управление с ориентация по полето (FOC). Проблемите, свързани с динамиката на разглежданите честотни задвижвания, се определят от сложността на връзките между токовете и потокосцепленията в машината. Развитието на теорията на процесите в двигателите за променлив ток и налагането на идеите на векторното и честотно-токовото управление в последните години дадоха възможност за реализиране на системи с „мигновено" въздействие върху момента на двигателя.

При управлението с директна ориентация най-често роторният поток се измерва чрез използване на специални датчици, поставени във въздушната междина. Измерването не зависи от промените на параметрите в зависимост от температурата или големината на потока (насищане). Недостатък е, че датчиците са скъпи и изискват специална инсталация и поддръжка. Друг начин за определяне на роторната скорост, ъгъла на завъртане на ротора и/или промените в роторния поток е чрез измерване на хармониците в статорните токове и напрежения, предизвикани от наличието на канали, асиметрията във въздушната междина, неравномерната магнитна проводимост в ротора и други фактори, водещи до неравномерно пространствено разпределение на индуктивността на разсейване.

Концепцията на индиректното управление с ориентация по полето (Indirect Field Orientation – IFO) е широко изучавана през последните две десетилетия. Ориентацията по роторния поток е едновременно основен и чест избор за индиректното векторно управление. IFO управлението може да бъде изградено също и с ориентация по статорния поток или по потока във въздушната междина. При ориентация по потока във въздушната междина уравненията за потока зависят от хлъзгането и управлението на магнитния хпоток и електромагнитния момент не са независими едно от друго, както в ориентацията по роторния поток. За този метод максималният въртящ момент е с 20% по-малък в сравнение с ориентацията по роторния поток. Това управление е много чувствително към времеконстантата на ротора T_R. Ето защо тя трябва да е известна, за да се осигури независимост при управлението на въртящия момент и потока, чрез управление на компонентите на тока. Традиционно, задвижването ориентирано по полето на асинхронния двигател, предлага по-добри възможности, но изисква допълнителни сензори в двигателя. Това допълнително оскъпява и усложнява системата. През последните три десетилетия са предложени редица различни алгоритми за косвена оценка на вектора на потока на ротора и скоростта на роторния вал с цел да се избегнат тези сензори. На настоящия етап се налага като тенденция в

управлението с ориентация по полето да се използват такива алгоритми, в които по измерените статорни напрежения и токове се оценява потока и скоростта.
При системите за индиректно векторно управление с ориентация по роторното потокосцепление се изчислява теоретически желаната честота на хлъзгане на роторния поток $\beta_\psi^* = \omega_\psi - \omega_R$ по зададените или измерени стойности на компонентите на статорния ток, определящи електромагнитния момент - i_d и магнитен поток - i_q [1]:

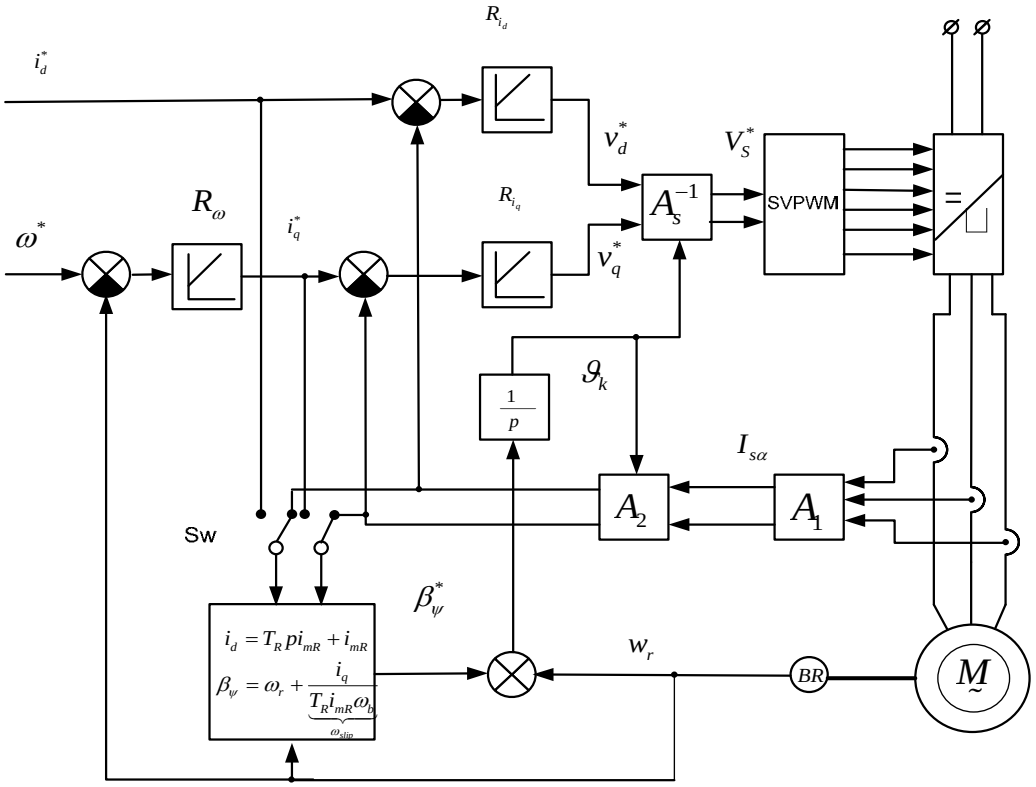
$$i_d = T_R p i_{mR} + i_{mR}$$

$$\beta_\psi = \omega_r + \frac{i_q}{\underbrace{T_R i_{mR} \omega_b}_{\omega_{slip}}} \qquad (1)$$

а съответно ъгълът на завъртане на роторния поток -

$$\vartheta_\psi = \psi_k = \int (\omega_r + \beta_\psi^*) dt \qquad (2)$$

На фиг.1 е показана блоковата схема на система за индиректно векторно управление с автономен инвертор на напрежение. Честотата на превключване е фиксирана (ШИМ), като за пресмятане на коефициентите на запълване на импулса се използва генератор на пространствена векторна модулация (SVPVM).



Фиг.1 *Блокова схема на система за индиректно векторно управление*

Във фиг.1 са използвани следните матрични коефициенти:

$$A_S^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_K & -\sin\theta_K \\ \sin\theta_K & \cos\theta_K \end{bmatrix} \quad A_1 = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta_K & \sin\theta_K \\ -\sin\theta_K & \cos\theta_K \end{bmatrix}$$

IFO управлението е отворена система, при която чрез управление на хлъзгането се гарантира ориентация по полето. В работата са изследвани динамичните и статични показатели за качество на системи за индиректно векторно управление на асинхронни електродвигатели с токов модел за определяне на желаното хлъзгане по зададените или по измерените стойности на координатите на статорния ток в декартова координатна система (SW на фиг.1), ориентирана по роторното потокосцепление.

Методите за определяне на времеконстантата на ротора, нейният ефект върху работата на системата и адаптивното настройване в реално време, както и ефекта при работа на системата са описани в литературата. Lorenz, Krishnan и Novotny [2,3,4] изучават ефекта от температурата и насищането върху времеконстанта на ротора и изчисляват, че това може да редуцира въртящия момент на двигателя и съотношението въртящ момент/ток на двигателя. Ефектът е посилно изразен в зоната на отслабване на полето.

2. МОДЕЛИРАНЕ

В симулационните изследвания е използван модел на асинхронен двигател описан със системата векторно-диференциални уравнения (3.1-3.7) в статорна координатна система, отчитащ нелинейност в намагнитващата крива

$$p\psi = U_s - R_s L_{s\sigma}^{-1}\psi_s + R_s L_{s\sigma}^{-1}\psi_m \quad (p\psi_s = U_s - R_s I_s) \tag{3.1}$$

$$I_s = L_{s\sigma}^{-1}\psi_s - L_{s\sigma}^{-1}\psi_m \tag{3.2}$$

$$-I_r = -F_1(\psi_m)\psi_m + CL_{s\sigma}^{-1}\psi_s \tag{3.3}$$

$$F_1(\psi_m) = -L_m^{-1}(\psi_m) + L_{s\sigma}^{-1}$$

$$\psi_m = F_2(\psi_m)\cdot\left(\psi_r + CL_{r\sigma}L_{s\sigma}^{-1}\cdot\psi_s\right) \tag{3.4}$$

$$F_2 = \left[L_{r\sigma}L_m^{-1}(\psi_m) + L_{r\sigma}L_{s\sigma}^{-1} + 1\right]^{-1}$$

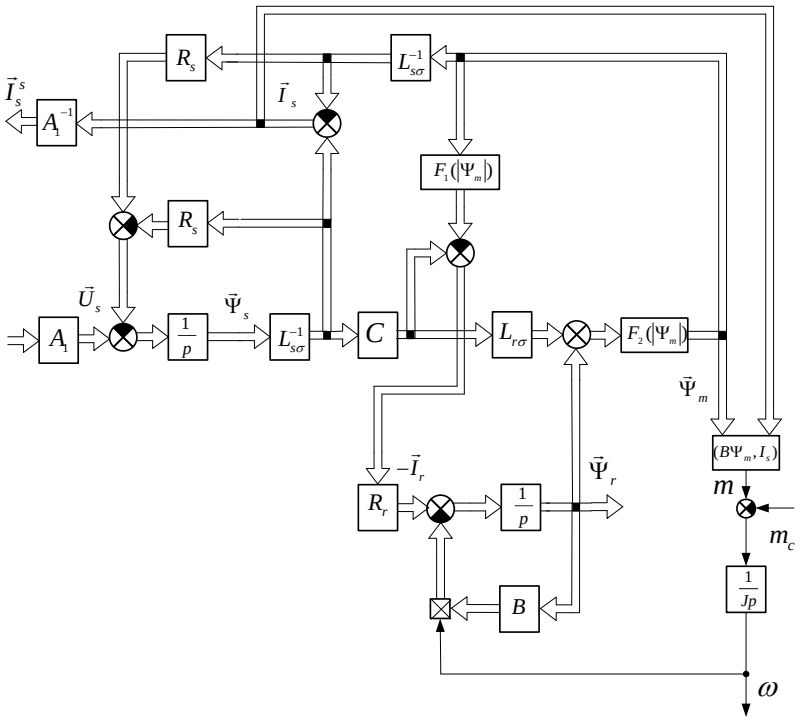
$$p\psi_r = -I_r R_r + \omega B\psi_r \tag{3.5}$$

$$m = (B\psi_m, I_s) \tag{3.6}$$

$$\omega = 1/Jp(m - m_c) \tag{3.7}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

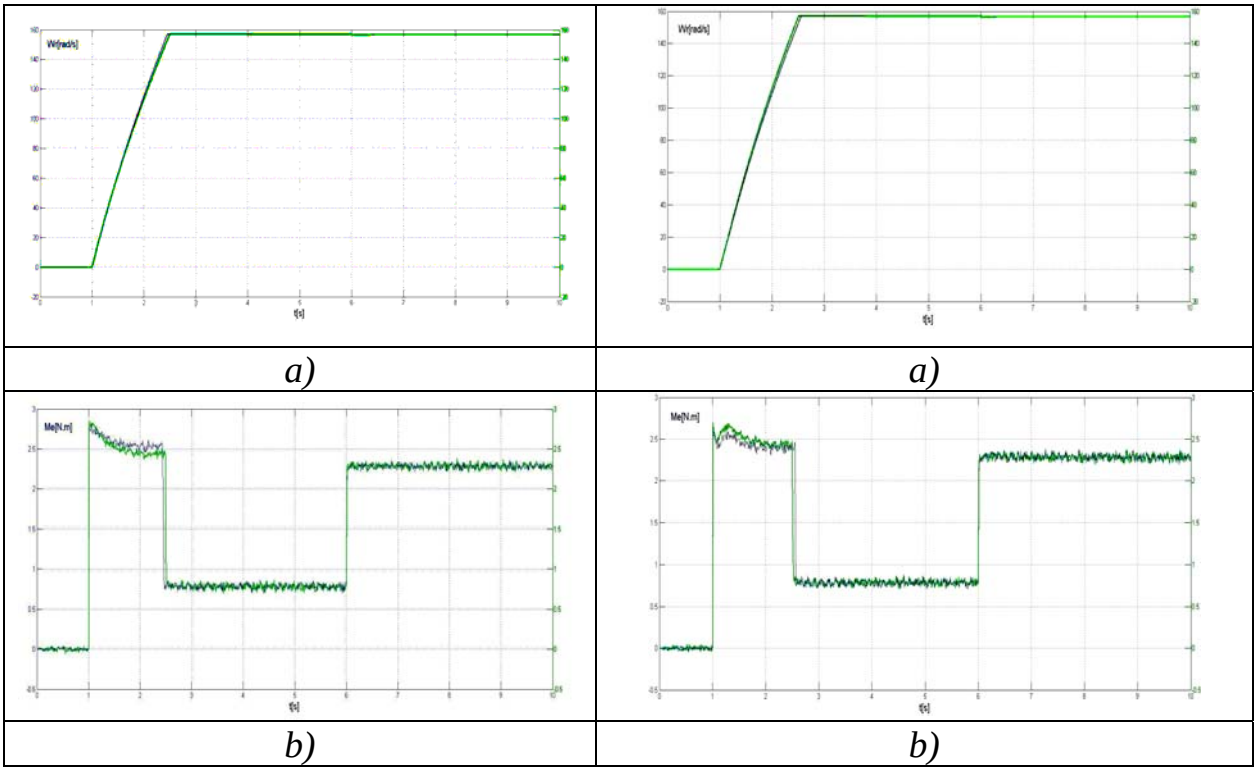
Съответстващата структурна схема е дадена на фиг.2



Фиг.2 *Структурна схема на асинхроннен двигател*

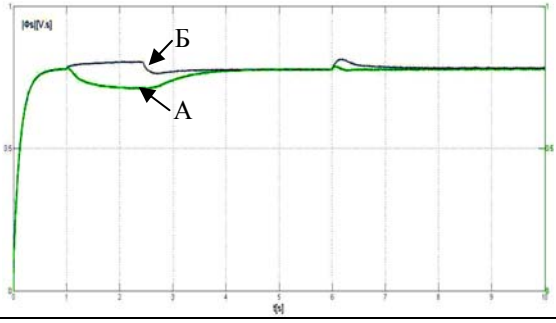
3. СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

За оценка на динамичните и статични показатели за качество са проведени симулационни изследвания в среда Matlab/Simulink с инвертор на напрежение с пространствена векторна модулация с комутационна честота 5 [kHz], без компенсация на „мъртвото" време. Регулаторите на i_d и i_q са пропорционално-интегрални, настроени по модулен оптимум. Използван е модел на асинхронен мотор с номинална мощност 0.93 [kW] и роторна времеконстанта 0.123 [s].



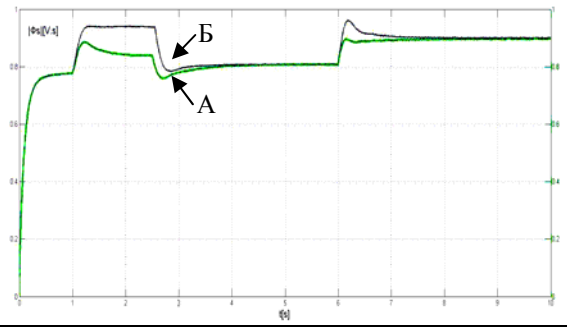
a) *a)*

b) *b)*



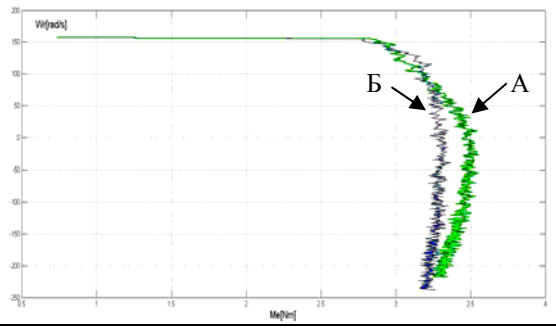
c)

Фиг.3

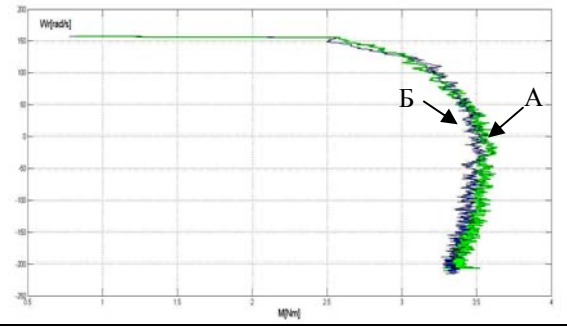


c)

Фиг.4



d)



d)

Сравнителен анализ бе проведен при две структури: изчисляване на хлъзгането в алгоритъма за управление в зависимост от заданията за токовете (режим А) и в зависимост от действително измерените (или оценени чрез наблюдатели) токове (режим Б). Оценката на точността при двата режима е извършена чрез изследване на два случая - 100% съответствие (фиг.3) и 140% несъответствие (фиг.4) между реалната и използваната в цифровия управляващ алгоритъм роторни времеконстанти. Изводите, които могат да се направят, са::

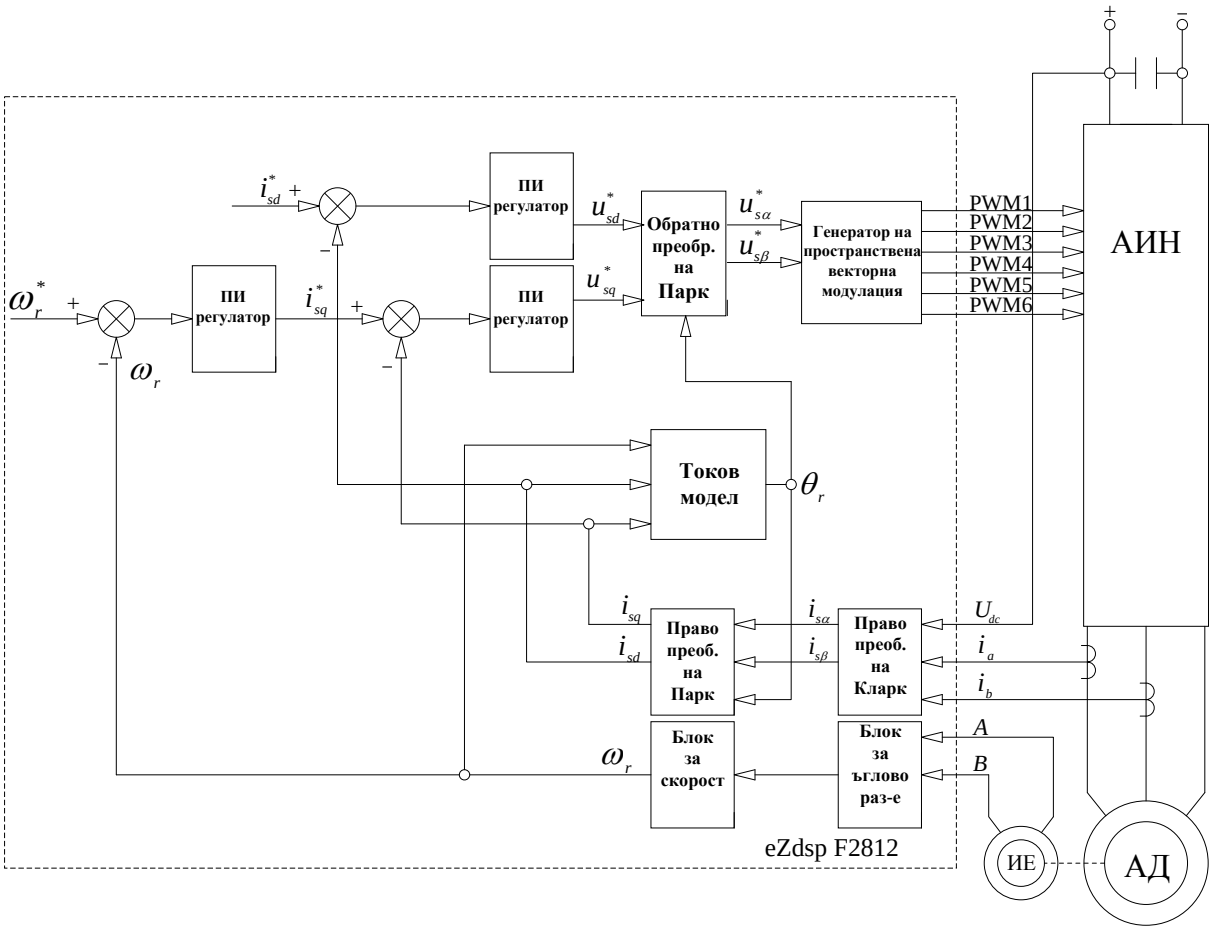
1. Двата режима осигуряват близки по стойности бързодействие и точност в статика по отношение на скоростта, както по задание така и по смущение.

2. В ограничение по момент, при 100% съответствие между стойностите на реалната и използваната в цифровия управляващ алгоритъм роторни времеконстанти, режим Б предлага по-точно поддържане на зададения максимален въртящ момент (фиг.3,d).

3. При 140% завишение на реалната спрямо използваната в цифровия управляващ алгоритъм роторна времеконстанта, какъвто случай съответства на $60^0 C$ прегряване на машината, режим Б в динамика допуска с 12.4% по-голям магнитен поток, което създава предпоставки за изпадане в насищане на магнитната система на мотора (фиг.4,c).

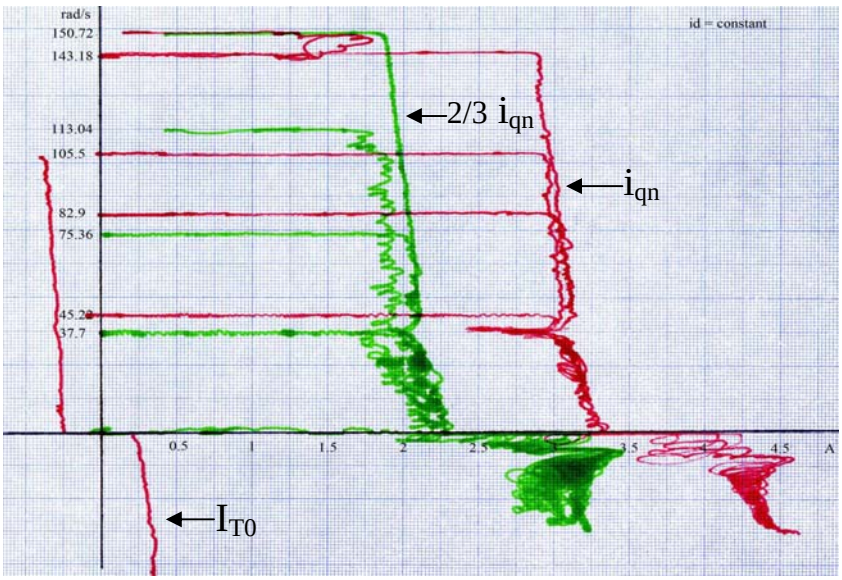
4. ВЕРИФИКАЦИЯ

Системата за индиректно векторно управление с токов модел за определяне на желаното хлъзгане по измерените стойности на координатите на статорния ток е реализирана с цифров сигнален процесор TMS320F2812 (фиг.5). Използвана е Digital Motor Control (DMC) библиотека, предложена от фирмата Texas Instruments за управление на АД, СД и ДПТ.



Фиг.5 *Блокова схема на опитната реализирана система*

На фиг.6 са показани снетите експериментално статични механични характеристики с XY записващ прибор Endim 622.01. Управляваният асинхронен мотор е с номинална мощност 0.93 [kW], синхронна скорост 314 [rad/s] при номинална честота на захранващото напрежение 50 [Hz]. По абсцисната ос е токът на товарната постояннотокова машина с коефициент за връзка между котвен ток и електромагнитен момент 0.86 [Nm/A].



Фиг.6 *Експериментални статични механични характеристики*

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Структурата, използваща оценените или измерените стойности на токовете в d-q координатна система, е подходяща при реализирането на системи с характер на източник на момент (стръмни ескаваторни характеристики), като е необходимо специално внимание за избягване насищане на мотора.

Структурата, базирана на зададени координати на токовете в d-q координатна система, може да бъде оценена като оптимална по отношение на техническата реализация на управлението.

БЛАГОДАРНОСТИ

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ-МОМН за финансирането на проект ДТК02/1-2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Marwali M., Keyhani A., Tjanaka W.(1998) "**Implementation of Indirect Vector Control on an Integrated Digital Signal Processor - Based System**" IEEE Tran. En.Conv. vol. 20

[2] Krishnan R., Doran F.C.(1987) **"Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems",** IEEE Tran. IA, vol. 23,стр. 623-635

[3] Lorenz R.(1986) "**Tuning of the field oriented induction motor controller for high performance applications**", IEEE Tran. IA, vol. 22, стр. 293-297

[4] Novotny D. W. and Lipo T. A.(1997), "**Vector Control and Dynamics of AC Drives**", Oxford University Press Inc., Oxford, New York,

Автори: Тодор Йонков, доц., д-р, кат. АЕЗ, Факултет Автоматика; Технически Университет София, Евтим Йончев, гл. ас., д-р, кат. АЕЗ, Факултет Автоматика; Технически Университет София, *email: efo@tu-sofia.bg*, Дочо Цанков, гл.ас., кат. АЕЗ, Факултет Автоматика; Технически Университет София

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

КОМБИНИРАН ПОДХОД ЗА ОПИСАНИЕ НА РОТАЦИОННИ РЕКУПЕРАТОРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

Дочо Цанков

Резюме: *Работата е посветена на математическото описание на клас агрегати за рекуперация на топлинна енергия. Представени са различни подходи за описание и е съставен комбиниран метод, базиран на оценка на ефективността на агрегата. Извършено е експериментално изследване на изменение на температурите на входящия и изходящия въздух при различни ъглови скорости на ротационния модул.*
Ключови думи: *рекуперация на топлинна енергия, оценка на ефективността.*

COMBINED APPROACH FOR DESCRIBING OF ROTATIONAL RECUPERATORS IN BUILDING AUTOMATION SYSTEMS

Docho Tsankov

Abstract*: This article deals with the mathematical description of a class of equipment of heat recovery. Presented are different approaches to describe a combined method based on evaluating the effectiveness of the plant. Experimental study was performed to change the temperature of the incoming and outgoing air at different angular velocities of rotation module.*
Keywords: *heat recovery, efficiency estimation.*

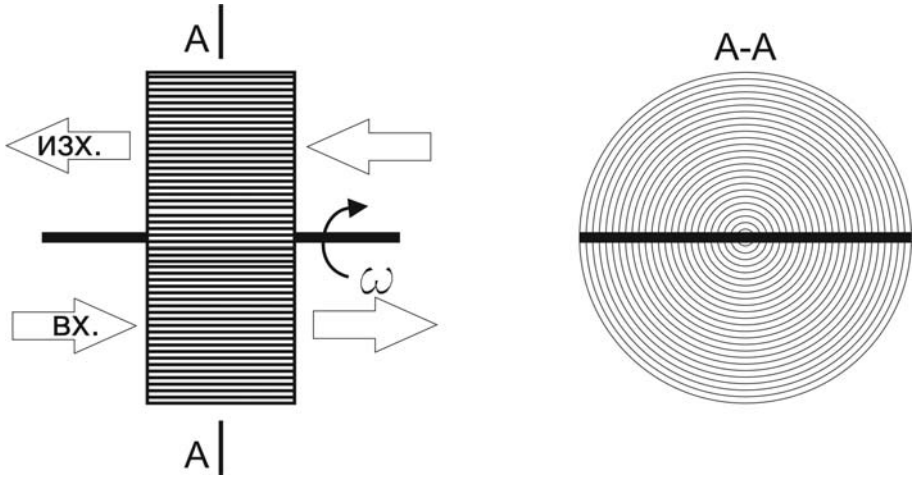
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Съвременната теория на управлението в областта на енергоспестяващите технологии е област, която ще е все по-актуална. За сградния отрасъл е необходимо да се доразвият стратегиите за оптимално управление за получаване на бърза реакция на отоплителните, вентилационните, климатичните (HVAC) и осветителните системи за постигане на желания комфорт с минимални разходи и консумация на енергия. В една сграда независимо от това дали тя е с вентилация или не, имаме изпускане на въздух с някаква температура навън и постъпване на въздух с определена температура навътре. Този процес подсказва наличие на пренос на енергия, която губим в общия случай. Директното възвръщане на топлинната енергия от изходящия въздушен поток е най-добрият метод за подобряване на качествата на системите за вентилация. Рециркулацията на въздуха е един евтин и при дадени условия ефективен метод за рекуперация на енергия. Основен недостатък при него е фактът, че във всички случаи част от

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

вътрешните замърсители се връщат със „свежия” въздух, което нарушава комфорта на обитателите. Този проблем не съществува при методите за рекуперация, включващи топлообменници. Съществуват три варианта: Статичен топлообменник въздух-въздух, отделни топлообменници въздух-вода свързани помежду си с помпа, топлообменници с топлинни тръби и ротационнен топлообменник. Голямо приложение намират ротационните рекуператори поради тяхната по-добра компактност при единица прехвърлена мощност. Конструктивно те са изградени от един топлообменник, въртящ се с ниска скорост и външно тяло, осигуряващо правилното подвеждане на входния и изходния въздух. Начина на обмен на енергия между двата потока става на два етапа. Първо, акумулиращ топлообмен между изходящия въздух и топлообменника, и после препредаване на натрупаната енергия към входящия поток. Въртящата се част представлява индиректна среда за пренос на топлина от топлия въздух към студения.



Фиг.1

Задвижването на ротационния рекуператор се извършва от агрегат двигател-редуктор с постоянна или променлива скорост. Ефективността на рекуператора е дефинирана за определена ъглова скорост. Това качество дава възможност на този модул да бъде използван като канал за управление на температура или влажност.

Целта на настоящата работа е да се направи модел на рекуператор с входни параметри (температура на изходящия и входящия въздушен поток) и управляващо въздействие (скорост на въртене на ротора).

2. МЕТОДИ ЗА МАТЕМАТИЧЕСКО ОПИСАНИЕ НА ФИЗИЧЕСКИТЕ ПРОЦЕСИ ВЪВ ВЪРТЯЩИ СЕ ТОПЛИННИ РЕГЕНЕРАТОРИ

Изследването на ротационните рекуператори има дълга история. V. A. Sheyman и G. E. Reznikova [1] преставят модел за пресмятане на топлинния трансфер. Те използват интегралната трансформация на Лаплас за решаването на диференциалните уравнения. Методите за описание топлинните процеси могат да бъдат класифицирани според [2] в две групи: числени и аналитични.

Механизми от този клас са изследвани обширно в работите [3],[4] и [5], където акцентът е върху управлението на асинхронни двигатели и безсензорни задвижвания. Един различен подход, включващ оценка за управляемост и отчитащ

еластичностите, е направен в [6] и [7]. Интересно е и предложението, направено в [8] за изследване на електрозадвижвания от този тип в реално време. Съвременните подходи в управлението на вентилационни системи все по-често се основават на модели на елементи от тези системи [9] или на модели на различни климатични фактори [10].

2.1. ЧИСЛЕН МЕТОД

Формата на ротационния рекуператор съдържа голям брой канали както схематично е показано на фиг.1. Скоростта на потока, температурата и другите променливи са почти еднакви за всички канали. Затова, за да намерим числено решение за този проблем, ще разгледаме един канал от тази матрица, където топлият и студеният поток преминават периодично и в противоположни посоки един на друг. Моделът се основава на следните предположения:

- Термофизичните свойства на газа и на твърдата стена може да се променят с температурата в рамките на един период.
- Промяната на ъгловия момент на ротора следствие на навлизането на газа в матрицата е незначителен.
- Входната температура и скорост на топлия и студения поток остават непроменени за един период.
- Матрицата е разделена на две равни секции, така че времето за преминаване на топлия и студения поток е еднакво.

Протичането на газа и топлопреминаването през канала са ротационно-симетрични (r и x координати) и радиусът на каналът е много по-малък от дължината му. Затова описващите уравнения са за потока на газа в канала и енергийните уравнения на газа и на твърдата стена. Тези уравнения се записват като:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(ru_r)+\frac{\partial u_x}{\partial x}=0 \qquad (1)$$

$$\frac{\partial u_x}{\partial t}+u_r\frac{\partial u_x}{\partial r}+u_x\frac{\partial u_x}{\partial x}=-\frac{1}{\rho_f}\frac{\partial P}{\partial x}+v\left\{\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r\frac{\partial u_x}{\partial r})+\frac{\partial^2 u_x}{\partial x^2}\right\} \qquad (2)$$

$$\frac{\partial u_r}{\partial t}+u_r\frac{\partial u_r}{\partial r}+u_x\frac{\partial u_r}{\partial x}=-\frac{1}{\rho_f}\frac{\partial P}{\partial r}+v\left\{\frac{\partial}{\partial r}(\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(ru_x))+\frac{\partial^2 u_r}{\partial x^2}\right\} \qquad (3)$$

$$\frac{\partial^2 T_f}{\partial x^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r\frac{\partial T_f}{\partial r})=\frac{\rho_f c_{pf}}{k_f}(\frac{\partial T_f}{\partial t}+u_x\frac{\partial T_f}{\partial x}+u_r\frac{\partial T_f}{\partial r}) \qquad (4)$$

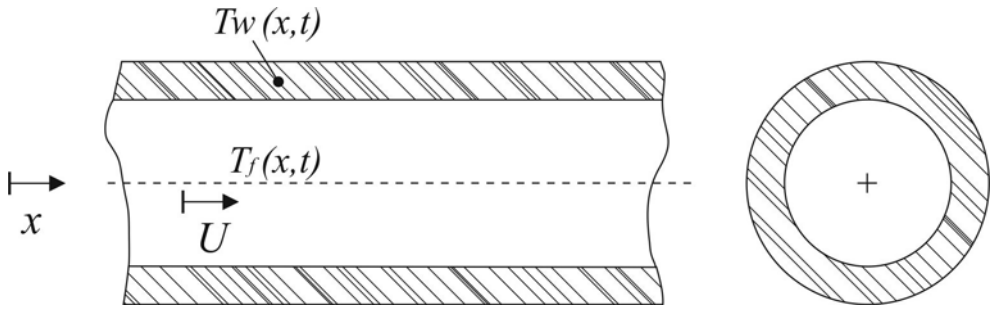
$$\frac{\partial^2 T_w}{\partial x^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r\frac{\partial T_w}{\partial r})=\frac{\rho_w c_w}{k_w}\frac{\partial T_w}{\partial t} \qquad (5)$$

където u е скоростта, T е температурата, P е налягането и ρ, v, κ и c са плътността, вискозитета, коефициентът на топлопроводимост и специфичният топлинен капацитет. Индексът f се отнася за газ и w за твърдата стена на канала. В горните уравнения, ur , ux , p , T_f и T_w са неизвестни параметри. Потокът на газа приемаме за ламинарен. Уравненията се дискретизират и се решават по метода

на крайните елементи. Входните параметри са входящата скорост и температура на горещия и студения поток.
В началото на всеки период началната температура е равна на тази в края на предходния период. Тази процедура продължава, докато температурите в различните точки на канала за всеки период са твърде близки на еквивалентните температури в края на предишния период.

2.2. АНАЛИТИЧЕН МЕТОД

Разглеждаме газовия поток и преноса на топлина в най-простия случай, за който може да се получи аналитично решение. На фиг.2 е представен опростеният вид на един канал от рекуператора.



Фиг.2 Един канал на ротационния рекуператор.

Тъй като дължината на канала е много по-голяма от радиуса му, проблемът с топлинния пренос в радиална посока може да се приеме същински в аналитичния проблем. Допуска се, че имаме еднаква скорост U по дължината на канала. Топлопроводността на газа и стените по протежение на канала се пренебрегват. Тогава уравненията за топлопроводимостта за газа и стената се опростяват така:

$$\frac{\partial T_f}{\partial t} + U_f \frac{\partial T_f}{\partial x} = A(T_w - T_f) \qquad (6)$$

$$\frac{\partial T_w}{\partial t} = -B(T_w - T_f) \qquad (7)$$

Където A и B са дефинирани като:

$$A = \frac{4h}{\rho_f c_f D_h}\ , \quad B = \frac{h}{\rho_w c_w \delta} \qquad (8)$$

където: h е конвекционният коефициент на топлопреминаване, а ρ , c и δ са съответно: плътността, топлинният капацитет и дебелината на стената. При опростяването на задачата с цел намиране на аналитично решение, началното условие се хомогенизира като се приема, че началната област на температурата на газа е T_{hi} по време на периода на загряване и T_{ci} по време на периода на охлаждане. Аналитичният проблем, посочен по-горе, може да бъде решен с използване на трансформацията на Лаплас. Уравненията добиват вида:

$$\theta_f(x,t) = \theta_w(x,t) = 0 \qquad t < \frac{x}{U} \qquad (9)$$

$$\theta_f(x,t)=\theta_0 e^{\frac{-Ax}{U}}\left\{e^{-Bt^*}I_0\left[2(\frac{AB}{U}xt^*)^{\frac{1}{2}}\right]+B\int_0^{t^*}e^{-B\tau}I_0\left[2(\frac{AB}{U}x\tau)^{\frac{1}{2}}\right]d\tau\right\}\qquad t\geq\frac{x}{U}\quad(10)$$

$$\theta_w(x,t)=B\theta_0 e^{\frac{-Ax}{U}}\int_0^{t^*}e^{-B\tau}I_0\left[2(\frac{AB}{U}x\tau)^{\frac{1}{2}}\right]d\tau\qquad t\geq\frac{x}{U}\qquad(11)$$

В тези уравнения, θ_f , θ_w и θ_0 са дефинирани като:

$$\theta_f(x,t)=T_f(x,t)-T'\qquad(12)$$

$$\theta_w(x,t)=T_w(x,t)-T'\qquad(13)$$

$$\theta_0=T_{ci}-T_{hi}\qquad(14)$$

където: T' е равна на T_{ci} през студения период и на T_{hi} през топлия период.

Предложените два подхода са подходящи за анализиране на работата на вентилационни системи, но изискват доста допълнителни данни, които рядко се дават от фирмите производители на рекуперационни ротори. При синтез на системи за управление може да се използва комбиниран подход, при който част от параметрите на рекуператора се получават експериментално, а друга част аналитично.

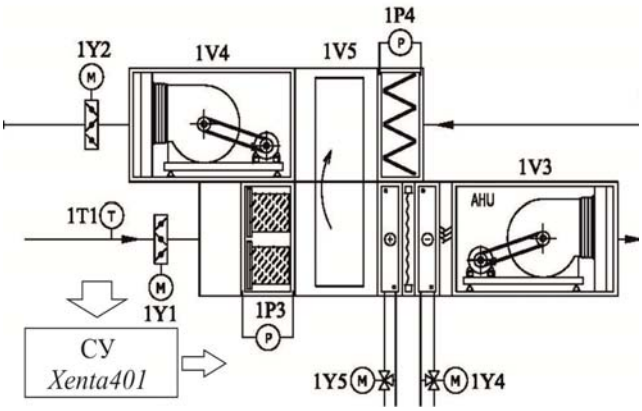
Коефициент на ефективност на рекуператора според [11] е:

$$Eff_e=\frac{(T_{as}-T_{out})}{(T_{ret}-T_{out})}\qquad(15)$$

където T_{out} - температура на въздуха, влизащ в рекуператора; T_{ret} - температура на въздуха, изходящ от помещението; T_{as} - температура на въздуха, подаван от рекуператора, всички температури са в $[^0C]$. Интерес представлява изменението му с промяната на ъгловата скорост на ротора. Този коефициент може да бъде оценяван индиректно чрез измерване на съответните температури.

3. Експериментална система

На фиг.3 е представена експерименталната система за оценка на коефициента на ефективност, базирана на контролерите *TAC Xenta 401*.



1Y1÷1Y5 Изпълнителни механизми на дампери и трипътни вентили.

1V3,1V4 Центробежни вентилатори.

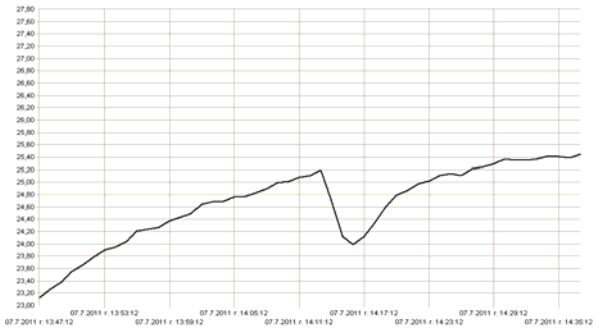
1V5 Ротационен рекуператор.

1P3,1P4 Пресостати.

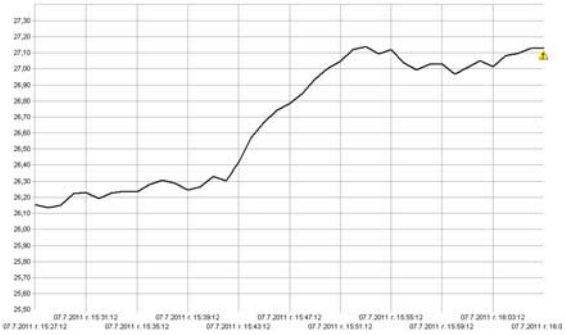
1T1 Датчик за температура.

Фиг.3

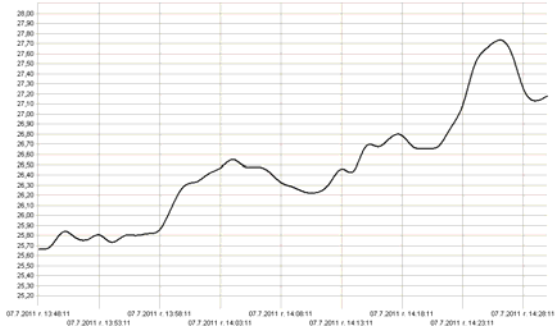
Получени са резултати във вид на Vista TrendLog (фиг.4), показващи изменението на температурите, определящи коефициента на ефективност при различни ъглови скорости.



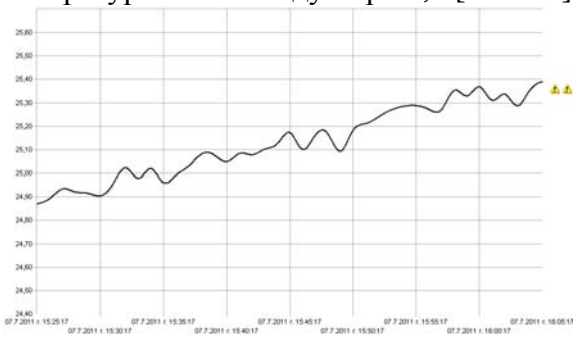
Температура на вх. въздух при 6 [об/мин]



Температура на вх. въздух при 0,6 [об/мин]



Температура на изх. въздух при 6 [об/мин]



Температура на изх. въздух при 0,6 [об/мин]

Фиг.4.

Дадените графики могат да се обобщят в ***Таблица 1***. Снети са в режим охлаждане на вентилационната система.

Таблица 1

Скорост на рекуператора	$T_{out}[^0C]$	$T_{as}[^0C]$	$T_{ret}[^0C]$	$T_{ext}[^0C]$
6 [об/мин]	26,8	24,3	23,6	26,4
4,2 [об/мин]	26,7	25,6	24,4	27,15
2,4 [об/мин]	26,8	26	24,8	27,7
0,6 [об/мин]	28,1	27,7	25,2	27,8

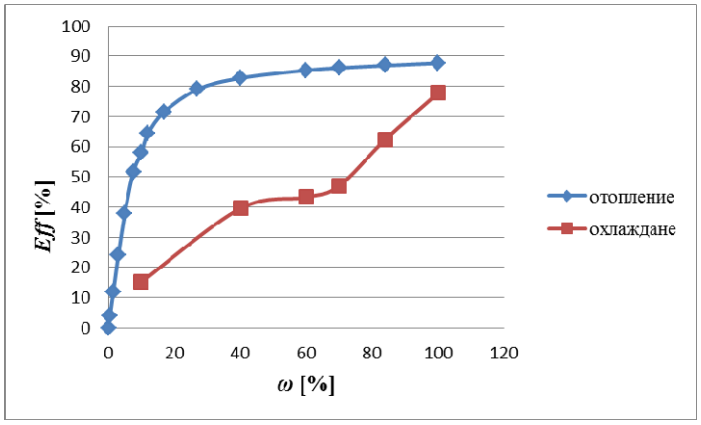
- При 6 [об/мин] ; $Eff_e = 77.7778\%$
- При 4.2 [об/мин] ; $Eff_e = 46.97\%$
- При 2.4 [об/мин] ; $Eff_e = 39.534\%$
- При 0.6 [об/мин] ; $Eff_e = 15.09\%$

След определяне на коефициента на ефективност в режим охлаждане, същото е направено и в режим отопление. Резултатите са дадени в ***Таблица 2.***

Таблица 2

ω[%]	0	0,5	1,5	3	5	7,6	12	17	27	40	60	84	100
Eff_e[%]	0	4	12	24	37,9	51,7	64,3	71,6	79	82,7	85,3	86,9	87,7

С цел обобщаване на резултатите преминаваме към относителни единици за ъгловата скорост в режим охлаждане и построяваме на обща графика, показваща изменението на ефективността при промяна на скоростта (фиг.5).



Фиг. 5

На фиг.5 се вижда, че коефициентът на ефективност в режим охлаждане на системата е по-нисък от този в режим отопление. Процентно тази разлика варира от 42,9% до 9,9%, като тенденцията е с нарастване на ъгловата скорост, тя да стане минимална.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Създаването на адекватен модел на тези устройства прави възможен синтеза на моделно базирани управляващи алгоритми с различни свойства. Направената оценка на ефективност показва, че може да се приложи метод за управление на рекуператорите с превключване на обхватите на регулиране на скоростта в зависимост от режима на работа на вентилационната система. Мултирегулируемите системи са ефективен и логичен начин за управление на сградните енергопотребяващи процеси. Имат потенциал за реализиране на икономии от около 18% годишно при отоплителните, вентилационните, климатичните (HVAC) системи и около 52% за осветителните системи.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказва своята благодарност на ФНИ-МОМН за финансирането на проект ДТК02/1-2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] V. A. Sheyman and G. E. Reznikova. A Method to Determine the Packing and Gas Temperatures in a Rotating Regenerator with Disperse Packing. Inzhenerno-Fizicheskii Zhurnal, Vol. 13, No. 4, pp. 455-462, 1967

[2] M. Mousavi, M. Passandideh-Fard, M. Ghazikhani “Numerical Simulation of Fluid Flow and Heat transfer in a Rotary Regenerator” Proceedings of Ferdowsi University of Mashhad 2007.

[3] Е. Йончев, Т. Йонков, (2010), Енергоспестяващо управление на асинхронни електрозадвижвания в автоматизирани сградни системи, Сборник доклади от годишната университетска научна конференция на НВУ „Васил Левски”, ISSN 1314-1937, том 5, 2010, 110-119

[4] Т. Йонков, Е. Йончев, (2010), Безсензорни електрозадвижвания в интегрирани сградни системи, International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'10, Bulgaria, Sofia, October 3 - 7, 2010, Proceedings ISSN 1313-1850, 133-137

[5] Т. Йонков, Е. Йончев (2006), Адаптивен наблюдател за безсензорно управление на асинхронен двигател, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006 „20 ГОДИНИ ФИЛИАЛ НА ТУ-СОФИЯ В ПЛОВДИВ", 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, 101 – 114.

[6] Т. Йонков, (1990), Модално управление на клас позиционни еластични електромеханични системи, НК с международно участие АЕЗТП, Варна, 1990

[7] Т. Йонков, Д. Бакърджиев, С. Петков, (1983), Управляемост на линейни дискретни системи при наличие на ограничения върху фазовите координати от определен тип, Известия на ВМЕИ - София, т. 37, к. 7, Техника, София, 1983, 113-120

[8] Е. Йончев Т. Йонков, (2010), Някои възможности за експериментално изследване на електрозадвижвания в реално време, International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'10, Bulgaria, Sofia, October 3 - 7, 2010, Proceedings ISSN 1313-1850, 119-123

[9] Д. Попова, Т. Йонков, Ц. Георгиев, Е. Йончев, (2011), Моделно базирано предсказващо управление на температурата в системи за сградна автоматизация, Годишник на ТУ - София, 2011, ISSN 1311-0829 (39-49)

[10] Tz. Georgiev, T. Jonkov, E. Yonchev (2010), Time series Analysis of Integrated Building System Variables, AMEE 2010 Conference, Proceedings of American Institute of Physics, New York 11747-4502 USA

[11] ANSI/AHRI Standard 1061 (SI) Performance Rating of Air-to-Air Heat Exchangers for Energy Recovery Ventilation Equipment. Approved by ANSI on 27 October 2011.

Автор: гл. ас. Дочо Цанков Цанков, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, e-mail address *d_tsankov@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р М. Михов

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МРЕЖОВИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Албена Танева, Севил Ахмед, Михаил Петров, Ивайло Вантулев

Резюме: *Тази разработка е посветена на формулировката на задачите свързани с изграждането на мрежови структури в системите за автоматизация на процеси. Разгледан е и е предложен подход за компенсиране на закъснения при работа на мрежови структури за управление. Решението е базирано на съвременните стратегии с използване на предсказващо управление с цел подобряване качеството при разпределените системи за управление. За провеждане на изследователски експерименти са използвани DeviceNet и Ethernet мрежи, включващи главен и подчинен програмируеми логически контролери (ПЛК) за управление на лабораторна пневматична система.*

Ключови думи: *разпределени системи за управление, предсказващо управление.*

AN INVESTIGATION OF NETWORKED CONTROL SYSTEMS

Albena Taneva, Sevil Ahmed, Michail Petrov, Ivaylo Vantulev

Abstract: *This paper is focused on the problem definition related to the industrial networks as a part of automation systems. A way of facility to solve the task for delay compensations in networked control systems is presented. The model predictive control strategy is very powerful tool. It can be viewed as a promising approach to overcome the network delays and improve the efficiency in distributed control systems. It is used the DeviceNet and Ethernet network specifications for a master and a slave programmable logic controllers (PLC). The investigations are conducted with pneumatic laboratory set up.*

Keywords: *networked control systems, predictive control, distributed control systems*

1. INTRODUCTION

Networked Control Systems (NCSs) have recently gained the attention on the industry since they are flexible and re-usable. In this way they can also provide component redundancy, adaptability and be less invasive by utilizing wireless technologies. On the other hand, the presence of communication networks introduces new challenges like (nondeterministic) delays, jitters and (unpredictable) information losses (see [3, 5] for an overview). If these problems are not considered directly during the control design process, performance can be worsened or system closed loop stability can be lost. It is shown how Model Predictive Control (MPC), [8,9] can be extended to event-based

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

control problems and applied to the NCSs (Section 3). The presented method can be utilized with a linear discrete time system. The algorithm can also be used to compensate input/output delays and information losses.

The NCSs are attractive area and many industrial companies and institutions have shown great interest in applying various topologies to remote control and manufacturing automation. The industrial automation systems can be very complex and they are usually structured into several hierarchical levels: fieldbus, control and information levels. The proper components are shown on Fig. 1. The main advantage here is that the designed algorithm is aimed to compensate the data transferring delays. This paper is organized as follows: Section 2 is devoted to the description of the NCS delays. In Section 3 it is described the model predictive control approach. The laboratory NCS is presented in Section 4 and some investigations in Section 5, as well. The network parameters and results are denoted in Section 6. The conclusions in Section 7, are focused on the future work with improving and trying to compensate the delays with the proposed model predictive control algorithm.

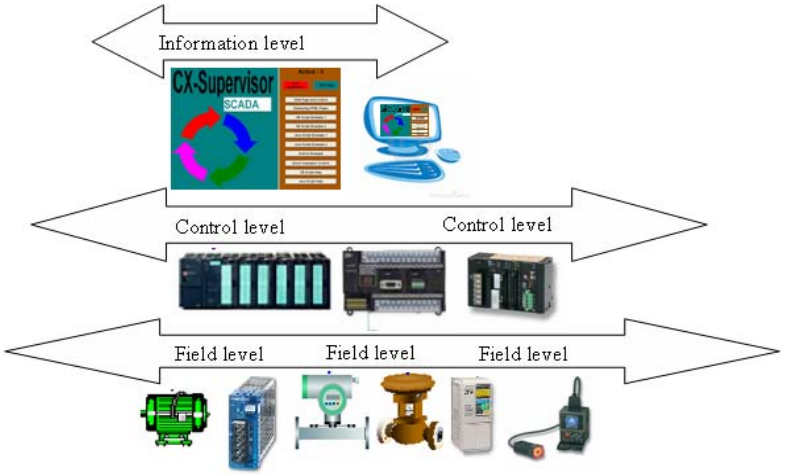


Fig.1. Overview of the hierarchy in an automation system

2. MAIN DESCRIPTION OF THE NETWORKED CONTROL SYSTEM DELAYS

The main task is referred to the network delays or transfer times. They have different characteristics depending on the hardware and software. To analyze control systems with network delays in the loop it has to make a model. The network delay is typically varying due to changeable network load, scheduling policies in the network and the nodes, and due to network failures. It can be used three models of the network delay:

- Constant delay
- Random delay, which is independent from transfer to transfer
- Random delay, with probability distributions governed by an underlying Markov chain.

The constant delay model is appropriate for cases, where the process dynamics are much slower than those of the networks and network delays are significantly smaller than process time-constants and delays. In this case, the network delays might always be less than the sample time and if the system is time-driven, the variance of the delay has no effect. Messages are assembled into packets with formatting and addressing in-

formation, along with the data. The general form of a message packet or frame is a leading header (sometimes called the *preamble*), the data area (called the *payload*), and the trailer. The header contains addressing and error checking information, the data area contains the actual data being transmitted, and the trailer contains more error checking and message management information (e.g. parity and stop bits). Parity, a simple error checking method, uses the number of 1s in a byte (odd or even) to determine if the byte was received correctly. Simplex transmissions are only in one direction, all of the time. Half-duplex is bidirectional communication allowed in one direction at any given time, and full duplex is bidirectional transmission in both directions simultaneously. In addition to this, synchronous (clocked) transmissions are timed so that both devices know exactly when a transmission will begin and end, whereas asynchronous (un-clocked) transmissions must mark the beginning and end of messages. Synchronous transmission is usually faster than asynchronous, but the timing issue between two remote nodes can introduce problems causing asynchronous transmission to be simpler and less expensive, and therefore more widely used. However asynchronous transmission introduces extra control bits into a message, which slows the rate that actual data can be transferred.

The insertion of the communication network in the feedback control loops makes the analysis and design of a NCSs complex. Conventional control theories with many ideal assumptions, such as synchronized control and non-delayed sensing and actuation, must be readjusted.

In the NCS time delay occurs when the exchange of data among sensors, actuators and controllers connected through the shared medium. Such delays affect the system performance degradation and reduce stability or total instability of the closed-loop system. In order to compensate time-delay in the NCS there are different compensation schemes developed by several researchers, [1,7]. There are examples for predictive controller, PID controller, LQR controller and fuzzy controller etc. In the thesis [1], a discrete-time PID controller is used for compensating the time delays in the networked control system of a DC servo system. The obtained results are promising and allow further investigations.

3. COMPENSATION APPROACHES OF THE NETWORK DELAYS

Compensation of the data transferring delay with modern control system strategies is proposed in this paper. The idea is not new and can be found many examples, [1]. The advantage here is trying-out to apply the prediction strategy with network model and optimizer (as an observer) main. Since there is an unknown network transmission delay, a networked predictive control scheme is proposed [7]. It consists of two main parts: a software predictive controller (SPC) and the network delay compensator (NDC). The SPC is designed to generate a set of future control predictions. The NDC is used to compensate for the unknown random network delay. To make use of the network advantage of transmitting data packages, a set of consecutive control predictions in the forward channel are packed and transmitted through the network at time *k*. Hence, this networked predictive control system (NPCS) structure is shown in Fig. 2. In the NPCS can be used different parameters and protocols. Nevertheless predictive

approach can be applied regardless of the network type. The proposed algorithm below can be implemented in the PLC software environment.

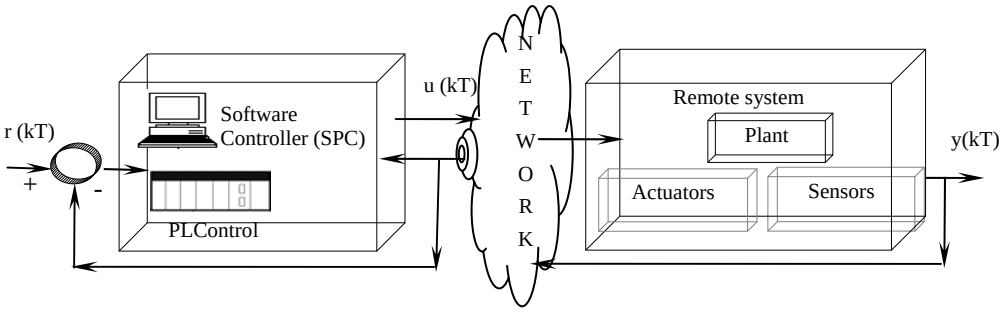


Fig.2. Networked Predictive Control System

As it is well known a wide class of linear dynamic systems can be described in discrete time by the ARX (AutoregRessive model with eXogenous inputs) input-output model. The model used in this paper is also taken in the ARX type:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \cdots + a_{ny} y(k-n_y) + \\ + b_1 u(k) + b_2 u(k-1) + \cdots + b_{nu} u(k-n_u) + c_0 \quad (1)$$

$$\overline{x} = \left[x_1, x_2, \ldots, x_p \right] = \left[y(k-1), y(k-2), \ldots, u(k), u(k-1), \ldots \right] \quad (2)$$

where crisp coefficients a_1, a_2,... a_{ny}, b_1, b_2,... b_{nu} ,c_0 are the coefficients into the ARX model, $\overline{x}$ is the input – output regression vector.

The optimization algorithm for the prediction generator computes the future control actions at each sampling period, by minimizing the following cost function according to Generalized Predictive Control (GPC):

$$J(k,u(k)) = \sum_{i=N_1}^{N_2} (r(k+i) - \hat{y}(k+i))^2 + \rho \sum_{i=1}^{N_u} \Delta u(k+i-1)^2 \quad (3)$$

where y is the predicted model output, r is the reference and u is the control action. The parameters N_1, N_2, N_u and ρ are the minimum prediction horizon, the maximum prediction horizon, the control horizon and the weighting factor penalizing changes in the control actions respectively.

When the criterion function is a quadratic one and there are no constraints on the control action, the cost function can be minimized analytically. If the criterion J is minimized with respect to the future control actions u, then their optimal values can be calculated by applying the condition for gradient vector:

$$\nabla J[k,U(k)] = [\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k)}, \frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k+1)}, \ldots, \frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k+N_u-1)}] = 0 \quad (4)$$

Each element from this gradient vector can be calculated using the following equation:

$$\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial U(k)} = \left[-2\left[R(k) - \hat{Y}(k) \right]^T \frac{\partial \hat{Y}(k)}{\partial U(k)} + 2\rho \hat{U}(k)^T \frac{\partial \hat{U}(k)}{\partial U(k)} \right] \quad (5)$$

From the above expression it can be seen that it is needed to obtain two groups of partial derivatives [4]. The first one is $\left[\frac{\partial \hat{Y}(k)}{\partial U(k)}\right]$, and the second one is $\left[\frac{\partial \hat{U}(k)}{\partial U(k)}\right]$. The partial derivatives in (5) have the following matrix form:

$$\frac{\partial \hat{Y}(k)}{\partial U(k)}=\begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k)} & \cdots & \frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k+N_u-1)} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k)} & \cdots & \frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k+N_u-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Each element from this matrix is calculated by the following expressed equations:

$$\frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial u(k)} = b_1 \qquad (7)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(k+1)}{\partial u(k)} = a_1 \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial u(k)} + b_2 \qquad (8)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(k+2)}{\partial u(k)} = a_1 \frac{\partial \hat{y}(k+1)}{\partial u(k)} + a_2 \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial u(k)} + b_3 \quad (9)$$

…….....

$$\frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k)} = a_1 \frac{\partial \hat{y}(k+N_2-1)}{\partial u(k)} + a_2 \frac{\partial \hat{y}(k+N_2-2)}{\partial u(k)} + ... + a_{ny} \frac{\partial \hat{y}(k+N_2-ny)}{\partial u(k)} \quad (10)$$

Following this procedure it is possible to calculate in the same way the column elements of the matrix (6), which belong to the next gradient vector elements (5). Finally, for the first partial derivative in the gradient vector it is obtained the following system of equations:

$$\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k)} = -2\hat{e}(k+N_1)\frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k)} - ... - 2\hat{e}(k+N_2)\frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k)} + 2\rho\Delta u(k) - 2\rho\Delta u(k+1) \quad (11)$$

$$\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k+1)} = -2\hat{e}(k+N_1)\frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k+1)} - ... - 2\hat{e}(k+N_2)\frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k+1)} + 2\rho\Delta u(k+1) - 2\rho\Delta u(k+2) \quad (12)$$

$$\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k+N_u-2)} = -2\hat{e}(k+N_1)\frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k+N_u-2)} - ... - 2\hat{e}(k+N_2)\frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k+N_u-2)} + 2\rho\Delta u(k+N_u-2) - 2\rho\Delta u(k+N_u-1) \quad (13)$$

$$\frac{\partial J[k,U(k)]}{\partial u(k+N_u-1)} = -2\hat{e}(k+N_1)\frac{\partial \hat{y}(k+N_1)}{\partial u(k+N_u-1)} - \ldots$$
$$-2\hat{e}(k+N_2)\frac{\partial \hat{y}(k+N_2)}{\partial u(k+N_u-1)} + 2\rho\Delta u(k+N_u-1) \quad (14)$$

The second group partial derivatives have the following matrix form:

$$\frac{\partial \hat{U}(k)}{\partial U(k)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta u(k)}{\partial u(k)} & \ldots. & \frac{\partial \Delta u(k)}{\partial \Delta u(k+N_u-1)} \\ \ldots.. & \ldots.. & \ldots.. \\ \frac{\partial \Delta u(k+N_u-1)}{\partial u(k)} & \ldots. & \frac{\partial \Delta u(k+N_u-1)}{\partial \Delta u(k+N_u-1)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Since $\Delta u(k)=u(k)-u(k-1)$, the matrix $\left[\frac{\partial \hat{U}(k)}{\partial U(k)}\right]$ is:

$$\frac{\partial \hat{U}(k)}{\partial U(k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

This system of equations (11) – (14) can be solved very easily beginning from the last equation (14) and calculating the control action $u(k+N_u-1)$, then to continue with the calculation of the previous control action $u(k+N_u-2)$ and this way consequently to calculate the whole number of the control horizon. The order of the calculations of the control actions is very important again, since the calculations should consist of known quantities. After that, only the first control action $u(k)$ will be used at the moment k to the input of the controlled process. The software implementation of these computations is very easy.

Basic model predictive control algorithm

Step 0: Initial identification of the predictive model.
Step 1: Start the algorithm at the sample k with the initial parameters.
Step 2: Calculate the predicted model output $y_m(k+1)$ using the predicted model.
Step 3: Calculate the derivatives for the matrix (6) according to equations (7)–(10).
Step 4: Calculate predicted *Nu* control actions according to (11)–(14) and update the sequence.
Step 5: Apply the first optimal control action *u(k).*
Step 6: Modify the model parameters into the step1and update them for the next step 2.

4. DESCRIPTION OF THE LABORATORY SET

The experimental NCS consists of two Omron PLC-s. The system communicated via DeviceNet interface. On the Fig. 3 is shown the overall scheme of the laboratory system. The first controller is from modular CJ1 series and has specialized communication unit DRM21. The second one is from CPM compact series and has built-in DeviceNet interface, Fig. 4. The master Omron PLC controls the pneumatic manipulator, representing widely used industrial equipment, [10].

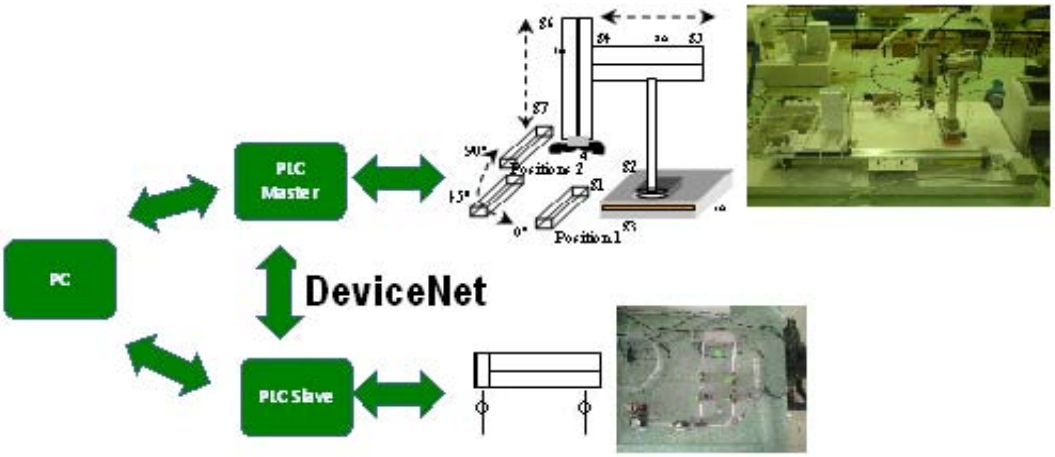


Fig.3 The DeviceNet PLC-s connected in master - slave configuration

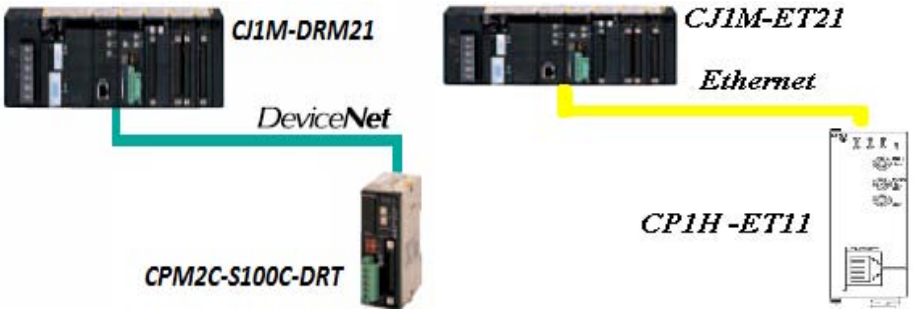


Fig.4. The masters and slaves Omron units in the laboratory NCS

The slave Omron PLC is local connected to the simple pneumatic laboratory set up with one cylinder. The user developed program in ladder language allows data exchange and monitor with software tool. The experiment shows the sending and receiving of the specified shared addresses. The same investigations were conducted using Ethernet protocols. The master – slave (CJ1M and CP1H) PLCs are connected via specialized units, (ET11 and ET21), additional added Fig.4.

5. INVESTIGATIONS OF THE NETWORK TRANSMISSION

For the real-time experiments it is used two PLC-s, connected to the pneumatic equipment. It is used the Date trace tool, incorporated into Omron software environment for variable recording and monitoring. The realized networks have approximately 1,5m distance between the local control systems. The exact delay measure-

ment was not performed with this trace tool. At this investigation stage it was recorded the time of transfers between the PLCs in the networked control systems only.

The NCS is tuned using Omron software tool CX-Integrator, Fig. 5. The master PLC has Node number 63, according to the manufacturer. The slave has Node number 2. This master unit DRM21 can communicate with 64 slave PLCs. Ones the defined node addresses it is necessary to be uploaded to the central processor units (CPU) to each networked controller. It is done with personal computer. The software instruments allow monitoring each slave status. After that related to the node number each PLC shares the specified memory areas (CIO-master, IR-slave) in the network frame. Nevertheless it is necessary to develop a user program to read and write the data. The Table 1 below shows the specified, related to the used unit numbers (in this case) shared addresses in the network.

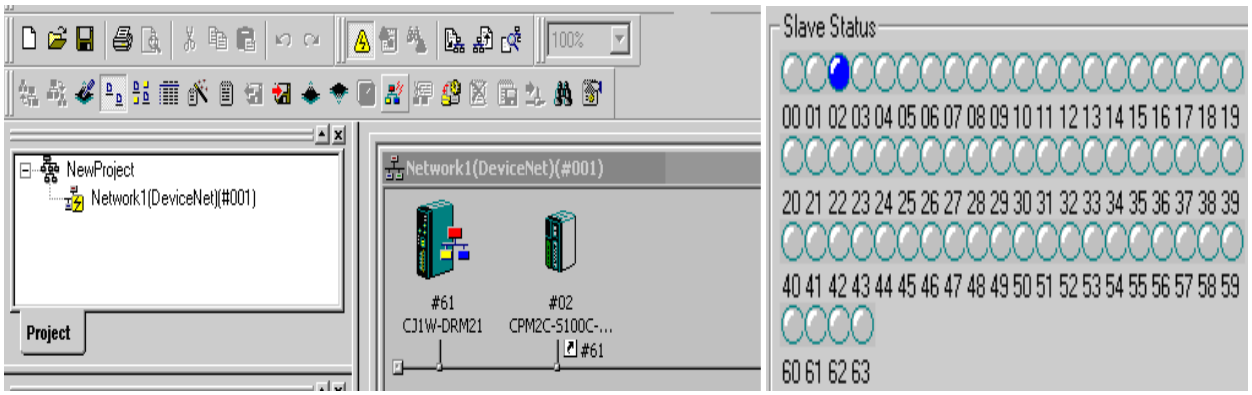


Fig.5. Master-Slave parameters Definition, using CX-Integrator

Table 1. Input/Output shared addresses between master and slave Omron PLCs

The master-slave data transmission direction								
CIO	3200	3201	3202	3203	3204	3205	3206	3207
IR	30	31	32	33	34	35	36	37
The slave –master data transmission direction								
IR	20	21	22	23	24	25	26	27
CIO	3302	3303	3304	3305	3306	3307	3308	3309

It is developed the user program for exchange the information between two laboratory pneumatic systems, respectively uploaded to each PLC from the network. A program is used to control the local pneumatic system in different operating modes (manual and auto for example), too.

6. RESULTS

Several experiments are performed using the signals transferred between the two local pneumatic control systems via DeviceNet protocol. It was monitored the shared addresses with developed programs. The same investigation results are obtained connecting the PLC Ethernet units and the same network conditions and user programs. It

is recorded the status signals of the I/O devices only. The obtained results are the same as in the DeviceNet configuration.

One of the main problems in the investigated NCS is the pressure control missing in the local control system. It is related to the local control quality rather than the networked signals. There is no direct influence of the transmission time in the network frame. It is evident that the transmission time is less than 0.1s, Fig. 6,7. Furthermore it is expected low transport delays of the data transmission between two nodes. The developed predictive algorithm was directed to compensate the constant and measurable delays in NCS.

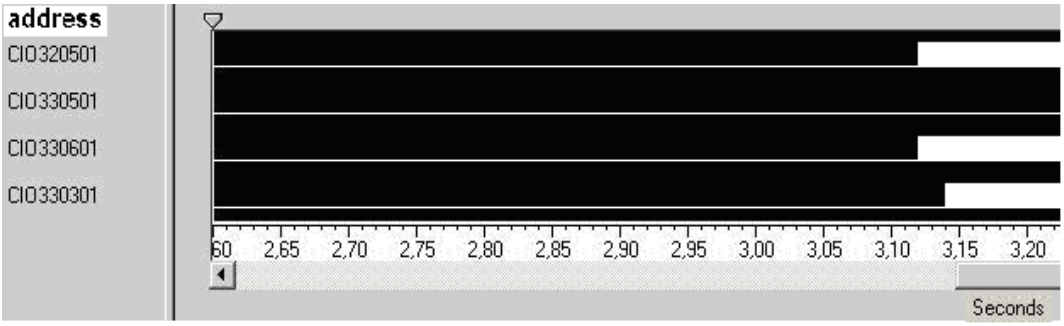


Fig.6. The timing diagram master-slave data transmission direction

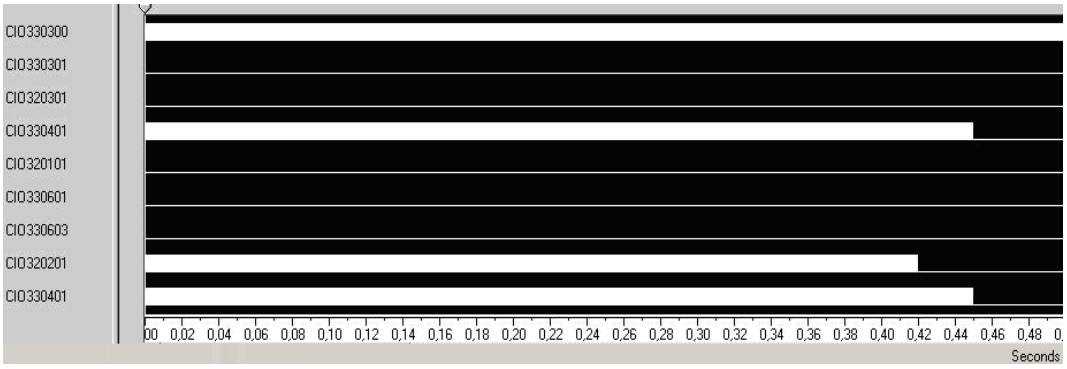


Fig.7. The timing diagram slave-master data transmission direction

7. CONCLUSIONS

The basic information about network delays in control systems was given. The main advantage here is that the designed algorithm can compensate the constant (Section2) and measurable transmission delays. Since the proposed control strategy does not require network transmission characteristics or dynamics. Its use is not limited to Ethernet networks and may be applied to any other control network. Hence the predictive approach with the developed algorithm can be applied regardless of the network type.

The laboratory networked control system with master-slave Omron PLC-s was investigated. The obtained results demonstrate a good time transmission less than 0.1s. Hence it can be expected small network delays in the close loop system. The basic information of DeviceNet application in laboratory education on Control Systems Department, are summarized in this paper. Future work will be focused on a simplified prediction algorithm with PLC software development. The NCS is very fruitful and promising research area.

REFERENCES

[1] Nilsson J., ***Real-Time Control Systems with Delays*** Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Printed in Sweden by Lunds Offset AB Lund 1998, ISSN 0280–5316 ISRN LUTFD2/TFRT- -1049—SE

[2] Decotgnie J.-D., ***Ethernet-Based Real-Time and Industrial Communications***, Proceedings of the IEEE, vol. 93, No. 6, June 2005

[3] Hespanha, J. P. Naghshtabrizi, and Y. Xu, ***"A survey of recent results in networked control systems,"*** Proc. of the IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 138–162, 2007.

[4] Petrov M., A.Taneva, I. Ganchev. ***Fuzzy Model Predictive Control Algorithm, Case Study.*** International Symposium ADVANCED MODEL PREDICTIVE CONTROL. Proceedings of INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS AND INFORMATICS '07 , October 3 – 6, 2007, Sofia, Bulgaria. pp. I-9 - I-12.

[5] Tipsuwan, Y., M. Y. Chow, ***"Control methodologies in networked control systems,"*** Cont. Eng. Pract., vol. 11, pp. 1099–1111, 2003.

[6] Belai I., P.Drahoš, ***The industrial communication systems Profibus and PROFInet,*** *Applied Natural Sciences 2009*

[7] Tang P. L., De Silva, C., ***Compensation for Transmission Delays in an Ethernet-Based Control Network Using Variable-Horizon Predictive Control***, IEEE Transactions on control systems technology, vol.14, No. 4, July 2006

[8] Temengfl, K., P. Schnelle, T. McAvoy, ***Model predictive control of an industrial packed bed reactor using neural networks,*** Journal of Process Control, Elsevier Science vol. 5, No 1, pp. 19-27, 1995

[9] Liu, G.P., ***Analysis and Design of Networked Predictive Control Systems***

[10] Ружеков Г., С. Калинков, Р. Митрев, П. Петков, ***Каскадно управление на автоматизиран трансманипулатор***, Научно-технически съюз по машиностроене, брой 5-6, 2009

Authors: Albena Taneva, assoc. prof. Ph.D., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, *e-mail: altaneva@tu-plovdiv.bg*, Sevil Ahmed assic. prof., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, *e-mail: sevil.ahmed@gmail.com*, Michail Petrov prof. Ph.D., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, *e-mail: mpetrov@tu-plovdiv.bg*, Ivaylo Vantulevs, Ph.D. Student, Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

МОДЕЛНО ПРЕДСКАЗВАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА ПРОЦЕСИТЕ НА РАЗМРАЗЯВАНЕ И ТЕРМИЧНО ОБРАБОТВАНЕ НА ДЪРВЕСИНАТА

Ненчо Делийски, Евгени Янков

Резюме: *В работата се описва функционалният алгоритъм на създаден и внедрен от авторите програмируем контролер за моделно предсказващо управление на температурата на обработващата среда T_m в съоръжения за термично обработва-не на дървесина. Контролерът изчислява заданията за T_m в режимите индивидуално за различните дървесни видове и дебелини на обли и призматични дървени материали, измерва, визуализира и регулира T_m. Той сигнализира и записва в собствена памет възникващи недопустимо големи отклонения на T_m от режимните задания и позволява те да се извеждат на дисплеите му и анализират. Контролерът интегрира тези отклонения и компенсира продължителността на режимите за размразяване и термично обработване на дървените материали.*

***Ключови думи*:** *програмируем контролер, моделно предсказващо управление, размразяване на дървесина, термично обработване на дървесина*

MODEL PREDICTIVE CONTROL OF WOOD DEFROSTING AND THERMAL TREATMENT PROCESSES

Nencho Deliiski, Evgeni Yankov

Abstract: *This paper presents the functional algorithm of the developed by the authors' programmable controller for model predictive control of the processing medium temperature T_m in equipments for defrosting and thermal treatment of wood materials.*

The controller calculates the regimes' set values individually for different wood species and thicknesses of the logs or lumber, takes automatic measurements, displays and regulates the T_m. Besides this, the controller signals and records in its own memory the values and times of the occurrences of inadmissibly high deviations of T_m from its set values with a possibility for a resulting reading and analysis of these records on the displays of the controller. The controller integrates these deviations and compensates the duration of the calculated regimes for wood thermal treatment.

Key words: *programmable controller, model predictive control, wood defrosting, wood thermal treatment*

1. УВОД

Термичното обработване (ТО) на дървените материали е важна част от технологичните процеси при производството на фурнир, шперплат, паркет, плочи от дървесни частици или влакна, слоисти изделия и огънати детайли за мебелната

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

и други промишлености. То се осъществява чрез въздействие върху материалите с наситена водна пара или гореща вода, в резултат на което се постига главно пластифициране или облагородяване на дървесината [1, 5, 7].
Съдържащи и несъдържащи лед дървени материали се подлагат на ТО с цел да се пластифицират най-често при производството на рязан (облицовачен) и развит фурнир [4] и на огънати детайли в производството на столове и различни спортни съоръжения. Причина за това е фактът, че материалите в нагрято състояние имат повишена деформируемост и податливост към рязане и сложно пространствено конфигуриране.
На ТО с цел облагородяване на дървесината се подлага значителна част от буковите, ореховите, черешовите, дъбовите, акациевите и др. фасонирани материали (дъски и детайли), от които се произвежда паркет или се изработват отговорни детайли за мебелната промишленост. Облагородяването се характеризира с външни и вътрешни белези. Външните белези са от естетичен характер и се заключават в целенасоченото изменение на естествения цвят на дървесината в различна, желана от клиентите, степен на наситеност на розов и червен цвят при буковите и черешовите материали и на жълт до кафяв цвят при ореховите, дъбовите и акациевите материали. Вътрешните белези се заключа-ват в значително намаляване на биологичните напрежения в дървесината при термичното й обработване, което се отразява благоприятно върху поведението на материалите при по-нататъшното им преработване и експлоатация. Те се изсушават, пропиват, импрегнират или модифицират по-бързо и по-хомогенно, а получените от тях детайли и изделия имат значително по-добро качество, по-голяма размеро- и формостабилност и по-дълъг срок на служба.
В настоящата работа се описва устройството и функционалният алгори-тъм на създаден от авторите и широко внедрен в практиката микропроцесорен програмируем контролер за моделно предсказващо управление на процесите на размразяване и термично обработване на дървени материали с различна форма и предназначение.

2. ТЕОРЕТИЧНИ ОСНОВИ НА РАЗМРАЗЯВАНЕТО И ТОПЛИННОТО ОБРАБОТВАНЕ НА ДЪРВЕСИНАТА

2.1. Математични модели на процеса на размразяване и последващо нагряване на призматични и обли дървени материали по време на ТО

Основна задача при разработването, оптимизирането и управлението на съвременните технологии за ТО е точното определяне на температурата в отделни точки от обема на дървените материали във всеки момент от процеса. Продължителността и специфичните (за 1 m^3) енергийни разходи на процеса зависят от размерите и началната температура на материалите, от строежа и микроструктурните особености на дървесния вид, от анизотропността на топлофизичните свойства на дървесината, от съдържанието и агрегатното състояние на водата в нея, от закона на изменение и от стойностите на температурата на обработващата среда, от преследваната цел и т.н.

Неразделна част от процесите на ТО е и кондиционирането във въздушна среда на нагретите материали с цел охлаждане на повърхностните им слоеве и хомогенизиране на температурното поле в обема им преди тяхното последващо механично обработване.

Правилното и ефективно управление на процесите на ТО е възможно само при добро познаване на тяхната физика и на тежестта на влияние на всеки от няколкото десетки фактори. Обхващане на влиянието на такъв голям брой фактори върху размразяването и последващото нагряване на дървените материали с цел оптимизирано пластифициране или облагородяване е възможно само с помощта на адекватни на процесите математични модели. Влиянието на около 30 фактори е обхванато и отразено в разработени от първия съавтор аналитично-експериментални математични модели на процеса на нагряване на призматични и на обли дървени материали по време на размразяването, термичното обработване и последващото им кондициониране [2, 6].

Математичният модел, който описва разпределението на температурата в дървени материали с призматична форма по време на размразяването и термичното им обработване в среда на наситена водна пара или на течен топлоносител има следния вид [2]:

$$c_{\mathrm{we}}(T)\rho_{\mathrm{w}}\frac{\partial T(x,y,z,\tau)}{\partial \tau}=\frac{\partial}{\partial x}\left[\lambda_x(T)\frac{\partial T(x,y,z,\tau)}{\partial x}\right]+ \\ +\frac{\partial}{\partial y}\left[\lambda_y(T)\frac{\partial T(x,y,z,\tau)}{\partial y}\right]+\frac{\partial}{\partial z}\left[\lambda_z(T)\frac{\partial T(x,y,z,\tau)}{\partial z}\right], \quad (1)$$

с начално условие $T(x,y,z,0)=T_{\mathrm{w0}}$, (2)

и гранични 3D условия $T(0,y,z,\tau)=T(x,0,z,\tau)=T(x,y,0,\tau)=T_{\mathrm{m}}(\tau)$, (3)

където:

$\lambda_x = \lambda_{\mathrm{wr}}$, $\lambda_y = \lambda_{\mathrm{wt}}$ и $\lambda_z = \lambda_{\mathrm{wp}}$ са коефициентите на топлопроводност на дървесината съответно в радиално, тангенциално и успоредно на влакната направление, съвпадащи с пространствените координатни оси x, y и z на подложените на ТО дървени материали, $\mathrm{W.m^{-1}.K^{-1}}$;

c_{we} – ефективният специфичен топлинен капацитет на съдържаща или несъдържаща лед дървесина, $\mathrm{J.kg^{-1}.K^{-1}}$;

ρ_{w} – плътността на дървесината, $\mathrm{kg.m^{-3}}$;

T – температурата, K;

T_{w0} – началната температура на дървесината, K;

T_{m} – температурата на обработващата среда, K;

τ – времето, s.

Математичният модел, който описва разпределението на температурата в дървени материали с цилиндрична форма по време на ТО има вида [6]:

$$c_{we}\rho_w \frac{\partial T}{\partial \tau} = \lambda_{wr}\left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r}.\frac{\partial T}{\partial r}\right) + \frac{\partial \lambda_{wr}}{\partial T}\left(\frac{\partial T}{\partial r}\right)^2 + \lambda_{wp}\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{\partial \lambda_{wp}}{\partial T}\left(\frac{\partial T}{\partial z}\right)^2 \quad (4)$$

с начално условие $T(r,z,0) = T_{w0}$, (5)

и гранични 2D условия $T(0,z,\tau) = T(r,0,\tau) = T_m(\tau)$, (6)

където r е радиусът на подложените на топлинно обработване материали, m.

Необходимите за решаване на системите от уравнения (1) ÷ (3) и (4) ÷ (6) математични описания на топлофизичните характеристики на съдържаща и несъдържаща лед дървесина c_{we}, λ_{wr}, λ_{wt}, λ_{wp} и на нейната плътност ρ_w са съставени и публикувани в [2].

Моделите позволяват да се изчислява нестационарното разпределение на T в обема на материалите по време на тяхното размразяване, ТО и кондициони-ране и въз основа на него да се определя количествено свързаната с него степен на пластифициране или облагородяване на дървените материали, а също да се пресмятат и оптимизират топлоенергийните параметри на съоръженията за ТО.

2.2. Математични модели на разходите на енергия в процесите на ТО

В ЛТУ са съставени и решени математични модели на нестационарните разходи на топлинната енергия, която се въвежда в съоръженията за ТО на дървени материали [2]. С помощта на интегрални, диференциални и алгебрични уравнения са описани математически разходите на енергия за:

- нагряване на подложените на ТО дървени материали;
- нагряване на корпуса на съоръжението за ТО;
- нагряване на топлоизолационния слой на съоръжението за ТО;
- покриване на топлинната емисия от съоръжението за ТО в околното пространство;
- запълване с топлоносител на свободната (незаета от дървените материали) част от работния обем на съоръжението за ТО;
- акумулиране на топлинна енергия в кондензната вода в съоръженията с директно въвеждане на пара в качеството ѝ на топлоносител за ТО.

Тези модели са обединени с моделите на процесите на размразяване и последващо нагряване на призматични и обли материали по време на ТО.

С решаване на получения обобщен модел се осъществява оптимизиране на енергийните и времевите разходи за ТО, необходими за достигане на целта на ТО – пластифициране или облагородяване на материалите при гарантирано спазване на изискванията за недопускане на деформации и пукнатини в тях.

3. ПРОГРАМИРУЕМИ КОНТРОЛЕРИ ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ И АВТОМАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА ТО НА ДЪРВЕНИ МАТЕРИАЛИ

3.1. Алгоритъм за изчисляване на режими за размразяване и ТО на дървените материали с помощта на програмируем контролер

Съставените математични модели на процесите на размразяване и нагряване на призматични и цилиндрични дървени материали са решени с компютър в неопростен вид, а решенията им са използвани за оптимизиране на технологиите и за моделно предсказващо управление на ТО на материалите при произволни срещани в практиката комбинации от начални и гранични условия на топлообмена, с което се осигурява всережимно управление на тези процеси.

Въз основа на резултатите от оптимизационното експериментално и симулационно (с помощта на моделите) изследване на пластифицирането и облагородяването на дървени материали са предложени алгоритми за изчисляване от контролер на ресурсоспестяващи режими за тяхното ТО в съоръжения, работещи както при атмосферно, така и при повишено налягане на обработващата среда [1, 2, 5, 7]. На фиг. 1 е показан общият вид на режимите за размразяване и ТО на материалите при атмосферно налягане, които могат да се изчисляват и провеждат автоматично с помощта на съвременни контролери.

Фиг.1. Общ вид на ресурсоспестяващи режими за размразяване и последващо нагряване на дървени материали по време на ТО при атмосферно налягане

Спрямо едни и същи дървени материали контролерът изчислява и провежда набор от режими за ТО с различна степен на интензивност, а следователно, и с различна продължителност τ_p. В софтуера му са заложени общо 8 степени на интензивност. Режимите с най-ниска интензивност осигуряват ТО без изменение на естествения цвят с оглед отговаряне на строгите изисквания на пазара спрямо недопускане на оцветяване на фурнира или на шперплата и слоестите материали, получавани от него. При по-високите степени на интензивност продължителността на ТО се намалява, но се засилва оцветяването на дървесината.

Изготвен е оригинален софтуер за решаване на математичните модели във Windows. Получените с него решения при различни, срещащи се в практиката, комбинации на началните и граничните условия на процесите на ТО при атмосферно или при повишено налягане, са обработени по подходящ начин. В резултат на това са изведени следните уравнения за изчисляване на продължител-

ността τ_P на процеса на ТО с помощта на контролер, осъществяващ моделно предсказващо управление на този процес:

а) При ТО на обли или призматични материали с цел пластифициране на дървесината при производството на фурнир:

$$\tau_p = FD + HD^2 - ID^2 \frac{t_b}{100}\ , \qquad (7)$$

б) При ТО на фасонирани дървени материали с цел облагородяване на дървесината:

$$\tau_p = F + Hd - Id \frac{t_b}{100}, \qquad (8)$$

където τ_P е продължителността на процеса на ТО, s;

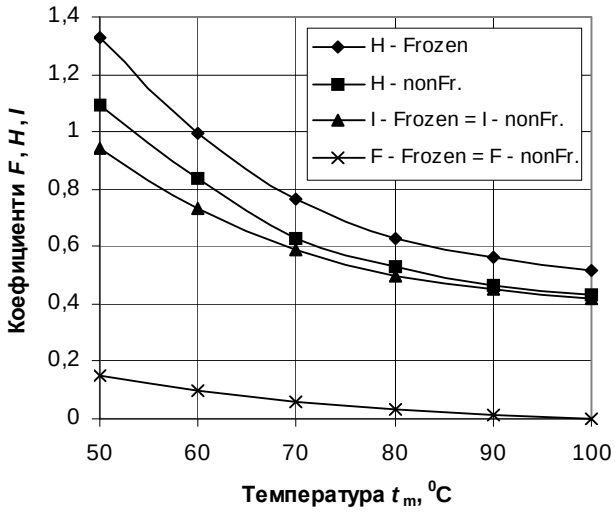
D – диаметърът на подложените на ТО фурнирни трупи или секции, или по-малкият размер от напречното сечение на фурнирните призми, m;

d – дебелината на подложените на ТО фасонирани материали, m;

t_b – началната температура на подложените на ТО материали, която се приема равна t_{mb} в съоръжението в момента на стартиране на процеса, ^oC;

F, H, I – коефициенти, зависещи от дървесния вид, от влажността на материалите, от наличието или липсата на лед в тях, от t_{mb}, t_{m0} и t_{m1} и др.

На фиг. 2 са показани зависимостите на коефициентите F, H и I в уравнение (7) от температурата на обработващата среда t_m в съоръжения за ТО, работещи при атмосферно налягане. Тези зависимости са валидни за пластифициране на обли букови материали с $D \geq 0{,}2$ m, като означенията Frozen и nonFr. в легендата на фигурата се отнасят съответно за съдържащи и за несъдържащи лед материали.



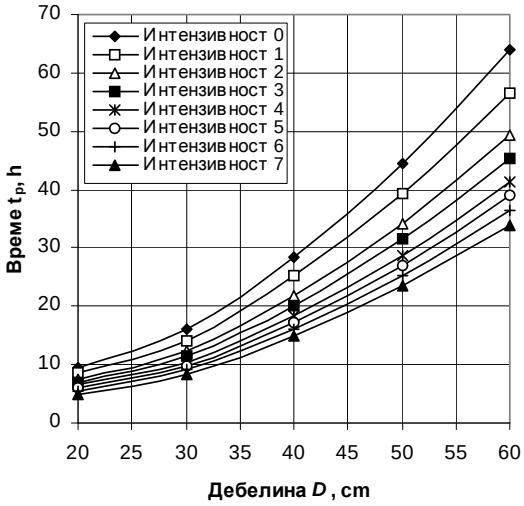
Фиг.2. Изменение на коефициентите F, H и I в (7) в зависимост от $t_m = t_{m0} = t_{m1}$ при ТО на букови обли материали

В резултат на творческо сътрудничество между ЛТУ, ТУ-София и "Делта инструмент" ООД – София са разработени няколко вида програмируеми контролери, които са предназначени за моделно предсказващо автоматично управление [3, 8] на процесите на размразяване и последващо нагряване на дървени материали по време на термичното им обработване Някои от тях са предназначени за вграждане в табло, а други – за настенен монтаж (фиг. 3).

В софтуера на тези контролери определените след обработване на решенията на математичните модели стойности на коефициентите F, H и I в уравнения (7) и (8) са въведени в алгоритъма за изчисляване при различни начални и гранични

условия на топлообмена на режими за ТО на съдържащи и несъдържащи лед обли и призматични материали от различни дървесни видове и с различно предназначение. За различните дървесни видове и степени на интензивност на режимите температурите t_{m0}, t_{m1} и t_{m9} (виж фиг.1) се изменят в границите до 100°C при осъществяване на ТО при атмосферно налягане и до 140°C за случаите на провеждане на обработването при повишено налягане (в автоклави).

Фиг.3. Контролер за управление на ТО, предназначен за настенен монтаж



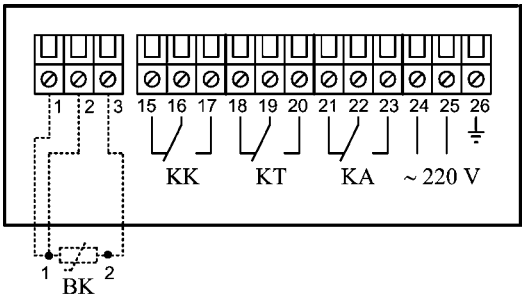
Фиг.4. Изменение на τ_P при букови трупи с t_b = -10°C в зависимост от D и от интензивността на режимите за ТО

Чрез бутоните на контролера се стартира желаната, зависеща от t_m, интензивност на режима за пластифициране или облагородяване на материалите, като преди това се въвеждат дървесният вид и дебелината и се декларира наличието или липсата на лед в подложената на ТО дървесина. На фиг.4 е показано изчисляваното от контролера по уравнение (7) изменение на τ_P на режимите за ТО при атмосферно налягане на съдържащи лед букови трупи с t_b = -10 °C в зависимост от диаметъра им D и от интензивността на режимите. Изчислената от контролера и автоматично осъществена комбинация на t_{m0}, t_{m1} и τ_P за всеки режим на ТО осигурява достигането на: • оптималната за конкретния дървесен вид температура, която е необхо-димо да имат пластифицираните материали по време на добиването на фурнира; • желаната степен на облагородяване на обработените фасонирани материали, в т.ч. желаното изменение на естествения цвят на дървесината.

3.2. Входове и изходи на контролера

Разработените контролери имат следните входове и изходи (фиг.5):

- вход за подаване на захранващо напрежение 220V AC;
- аналогов вход за присъединяване по трипроводникова схема на терморезисторен датчик ВК за измерване на t_m в съоръжението за ТО;
- три броя дискретни изхода: релетата КК, КТ и КА.



Фиг.5. Входове и изходи на контролера

Управлението на t_m в съоръжени-ето за ТО се осъществява с помощта на релето КК. То е предназначено да включва и изключва изпълнителния меха-низъм (ИМ) в САУ, осигуряващ подаването на топлоносител към съоръжението при понижаване на t_m спрямо текущата режимно изчислена стойност.

За сигнализиране на недопустимо големи (алармени) отклонения на текущата измерена с датчика стойност PV на t_m спрямо режимната й зададена стойност SV се използва релето КА на контролера. То се задейства, когато t_m излезе извън зададени от оператора допустими технологични граници и се изключва при влизане на PV в тези граници на изменение на t_m.

Релето за време КТ се използва за управление отвеждането на кондензата от калориферите в съоръжението за ТО в случаите, когато ТО се осъществява в съоръжения за индиректно нагряване на обработващата среда. С негова помощ се управлява ИМ, който отвежда обилния кондензат от калориферите на съоръжението в началото на ТО. То се задейства и включва този ИМ в момента на стартиране на ТО и се изключва след изтичане на програмирано време τ_T.

3.3. Функции на контролера

В софтуера на контролерите са въведени следните основни функции:

- изчисляване на параметрите (продължителност и изменяща се във времето температура) на индивидуализирани режими за оптимизирано размразяване и ТО на заредените в съоръжението дървени материали въз основа на въведените от оператора данни за дървесния вид, дебелина на материалите, липса или наличие на лед в тях и желана степен на интензивност на ТО;
- автоматично управление на процеса на ТО;
- автоматично коригиране на продължителността на режимите за ТО;
- алармиране за недопустими отклонения на PV в режимите за ТО;
- записване на недопустими отклонения на PV в режимите за ТО;
- визуализация на параметрите на режимите за ТО и на контролера.

Предвидена е и RS връзка на контролерите със супервайзорен компютър.

В случай на изключване или аварийно прекъсване на захранващото напрежение по време на режимите за ТО контролерът запомня последната изчислена от него стойност на t_m. След възстановяването на захранването контролерът въвежда тази стойност на t_m в качеството й на режимно задание, като се стреми да я достигне и поддържа неизменна, докато трае наваксването на паузата, по време на която е липсвало захранване.

Ако по време на автоматичното осъществяване на изчисления съгласно фиг.1 режим за размразяване и ТО измерената стойност на t_m спадне под допустимата долна технологична граница, тогава контролерът изчислява и извършва автоматична корекция (увеличаване) на продължителността на изпълнявания в момента участък от режима за ТО.

В софтуера на контролера са въведени функции на запис в собствена памет и четене на стойностите на t_m в случаите, когато те излизат извън зададени с клавиатурата допустими граници. Осъществяват се записи на стойностите на t_m и на астрономичното време и датата, когато t_m е излязла извън допустимите граница под и над моментната режимна стойност, а също когато t_m отново е влязла

в тези граници след поредното й излизане. С помощта на бутоните на контролера върху дисплеите му може да се изведат и прочетат записите на недопустимо големите отклонения на t_m от режимните й стойности с цел анализиране на причините за възникването им.

Визуализацията на изчисляваните и измерваните параметри на режимите за ТО, а също на някои параметри на самия контролер, се осъществява върху дисплеите му в основен и допълнителен режим на индикация.

В основен режим на индикация се визуализират следните параметри:

- текущата измерена стойност на t_m в съоръжението за ТО;
- моментната изчислена режимна стойност на t_m;
- степента на интензивност на изпълнявания режим за ТО;
- дървесният вид на подложените на ТО материали;
- изпълняваният в момента период на режима за ТО съгласно фиг.1;
- задействането на управляващото реле на контролера KK;
- задействането на аларменото реле на контролера KA;
- задействането на релето за време KT на контролера;
- излизането на текущата измерена стойност на t_m извън долната или горната граница на измервателния диапазон се визуализира чрез поява на надпис *Und* или *OFF* на един от дисплеите на контролера;
- прекъсване на електричната верига на датчика BK (фиг.5) се визуализира чрез поява на написа *Err* на друг дисплей.

В допълнителен режим на индикация чрез няколкократно натискане на бутона MODE върху дисплеите на контролера се визуализират параметрите:

- текущото астрономично време, датата и месецът;
- изчислената от контролера продължителност τ_p на режима за ТО;
- температурата в съоръжението t_b, при която е стартирано ТО;
- изтеклото до момента време τ_c от началото на режима за ТО;
- оставащото време до завършване на режима, равно на $\tau_p - \tau_c$;
- дебелината на подложените на ТО материали, която е въведена от оператора и спрямо която контролерът е изчислил стойностите на t_m и τ_p;
- продължителността на евентуалната пауза по време на режима, в течение на която е липсвало мрежово електрозахранване на контролера;
- времето, оставащо до наваксване на паузата след възстановяване на мрежовото електрозахранване на контролера и цялата САУ;
- продължителността на интервала, с която е коригирана продължителността на режима за ТО поради недопустимо големи отклонения $t_m^{реж} - t_m^{изм}$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедряването на контролерите в няколко фабрики в България и Словакия напълно доказа ефективността на заложените в тях алгоритми на функциониране при моделно предсказващото управление на процесите на размразяване и ТО на призматични и обли материали от различни дървесни видове и дебелини.

Доказана е и високата експлоатационна надеждност на контролерите.
За първи път в сравнение с обичайно прилаганите аналогични алгоритми, алгоритмът за изчисляване на заданията за t_m в режимите осигурява следното:

• стойностите на t_m и τ_p се изчисляват не за определена група дебелини на материалите, а за конкретната въведена от оператора стойност (в mm) на дебелината на подложените на размразяване и ТО материали;

• стойностите на t_m и τ_p се изчисляват не като константни за целия режим или за части от него, а непрекъснато изменящи се по показания на фиг. 1 начин, с което се избягва прегряване на повърхностните слоеве на материалите и се осигурява хомогенно пластифициране и облагородяване в целия им обем.

Това индивидуализиране на изчисляваните и автоматично провеждани от контролерите режими съобразно с параметрите на всяка заредена партида дървени материали осигурява практически бездефектно размразяване и ТО на материалите, получаване на възпроизводимо качество на продукцията, подобряване на качествения и количествения добив от нея и значително намаляване на специфичните енергийни разходи.

БЛАГОДАРНОСТ

Тази работа е изготвена при разработването на проект № 114 / 2011 г., който се подпомага финансово от НИС при ЛТУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виделов, Х., 2003: Сушене и топлинно обработване на дървесината. ЛТУ, София.
2. Делийски, Н., 2003: Моделиране и технологии за пропарване на дървени материали в автоклави. Дис. за д.т.н., ЛТУ, С.
3. Хаджийски, М., 2003: Математичните модели в съвременните системи за технологично управление. Автоматика и информатика, №3,7-12,САИ,София.
4. Шишков, И., 1972: Фурнирно и шперплатно производство. Земиздат, София.
5. Шубин, Г. С., 1990: Сушка и тепловая обработка древесины. Лесная промы-шленность, Москва.
6. Deliiski, N., 2005: Modelling and automatic control of the process of thermal treatment of logs. Information Technologies and Control, №2, 9-14, UAI, Sofia.
7. Trebula, P. I. Klement, 2002: Drying and Hydrothermal Treatment of Wood. TU - Zvolen, Slovakia.
8. Yankov, E., N. Deliiski, 2007: Programmable Control for Lumber Drying in Chambers. Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on SYSTEMS, Agois Nikolaos, Crete, Greece, 194-198.

Autors: Nencho Stanev Deliiski, Dr.Sc., PhD, Prof., Dept. of Mechanics and Automation of the Production, Faculty of Forest Industry, University of Forestry, *deliiski@netbg.com;* Evgeni Assenov Yankov, PhD, Assoc. Prof., Dept. of Electrical Measurement, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, *eay@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.03.2012 **Рецензент** Проф. д-р П. Цветков

ПРЕДСКАЗВАНЕ ДНЕВНАТА ЕЛЕКТРИЧЕСКА КОНСУМАЦИЯ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА НЕВРОННИ МРЕЖИ

Георги Ценов, Ирина Богатинова, Валери Младенов

Резюме: *Успешното точно прогнозиране на потреблението на електрическата енергия е важна задача за електроразпределителните дружества при една непланова икономика със свободни отворени пазари. Прогнозирането на електрическите товари намира множество приложения, като например при планираното включване и изключване на електроцентрали, при планиране на бъдещата електро преносна инфраструктура или при формиране на цените на електрическата енергия в междудържавните пазари за покупко/продажба на електроенергия. В тази статия са показани резултати от дневното прогнозиране на електрически товари представени като времеви редове с използване на пакета за невронни мрежи от Neural Networks Toolbox в работната среда на MATLAB сравнени с метода за усреднена прогнозна оценка от предходни дни.*
Ключови думи: *прогнозиране, електрически товари, невронни мрежи*

DAILY ELECTRIC LOAD FORECAST PREDICTION WITH USAGE OF NEURAL NETWORKS

Georgi Tsenov, Irina Bogatinova, Valeri Mladenov

Abstract: *The successful electric grid load forecast prediction is an important task for the companies involved in the energy distribution industry when the economy is deregulated. The electric consumption forecasting finds many applications as is in the cases of planned inclusion or removal of power plants from the electric grid, when planning the future energy distribution infrastructure or in the markets of electrical energy trading between states and etc. In this paper are given results for energy load daily forecasting, when presenting the consumer power load as time series dataset, using Feedforward Error Backpropagation Neural Networks from the MATLAB Neural Networks toolbox, compared with forecasts based on mean average value of the power load data from the previous week.*

Keywords: *forecasting, grid electric load, neural networks*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

За да бъде постигната ефективност в доставката, разпределението и потреблението на електрическата енергия, т.е. за да е възможно тези процеси да се управляват е необходима различна информация. Например: информация към дос-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тавчика относно това какъв е размера на потреблението, кои са натоварените клонове на мрежата, кои са натоварените часови зони, какво е качеството на подаваната ел.енергия, какъв е размера и каква е структурата на загубите, има ли опити за манипулации и кражби и информация към потребителя, какъв е размера на неговото моментно,ежедневно и месечно потребление, кои са неговите натоварени часови зони, какво е качеството на подаваната към него ел.енергия, какъв е ефекта от предприетите от него мерки за пестене на ел.енергия и др.

За целта се налага следенето и прогнозиране на товарите в електрическите мрежи, което е и заложено в правилата за управление на електроразпределителните мрежи на ДКЕВР [1] в глава 4. Успешното точно прогнозиране на потреблението на електрическата енергия е важна задача за електроразпределителните дружества при една непланова икономика със свободни отворени пазари. Прогнозирането на електрическите товари намира множество приложения, като например при планираното включване и изключване на електроцентрали, при планиране на бъдещата електро преносна инфраструктура, при формиране на цените на ел. енергия в междудържавните пазари за покупко/продажба на ел.енергия и др.

За съжаление, при контакти с някои електроенергетици от балканите работещи в електропреносния сектор установихме, че в бранша, в повечето случаи се ползва прекалено елементарен метод за прогнозиране на електрическите товари. В повечето случаи прогнозирането на електрическите товари се извършва на база на елементарни сметки, включващи усредняване товарите от четири предходни дни. Това породи мотивацията за създаването на модели за по-адекватно прогнозиране на електрическите товари.

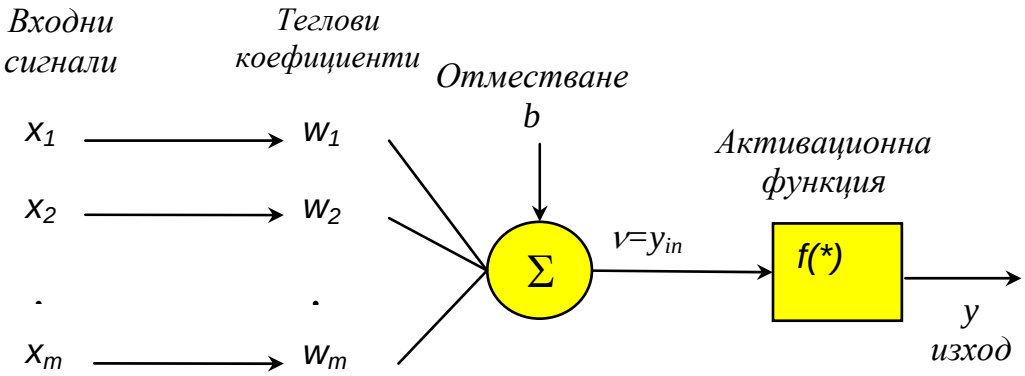
Поради факта, че електрическата консумация се представя като времеви ред ние се спряхме на апарата на невронните мрежи, с които отдавна е доказано, че може да се извършва успешно предсказване на времеви редове и в частност на електрически товари [2],[3],[4].

Статията е организирана в 4 глави. В глава втора е показано кратко въведение в теорията на невронните мрежи. В глава трета са показани примерни резултати от дневното прогнозиране на електрически товари на мрежи с високо напрежение представени като времеви редове с използване на функцията за създаване на невронни мрежи с право предаване на сигнала и обратно разпространение на грешката feedforwardnet от пакета за невронни мрежи от Neural Networks Toolbox в работната среда на MATLAB при подаване на входни данни от предишната седмица и сравнени с метода на прогнозиране включващ усредняване на данни от предходните дни, а Глава 4 включва заключителните изводи.

2. КРАТКО ВЪВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЯТА НА НЕВРОННИТЕ МРЕЖИ

Невронната мрежа е система за паралелна обработка на информация, която има свойството за съхранение и използване на експериментални знания. Най-общо невронните мрежи се състоят от прости елементи за обработка на информация наречени неврони или възли. Невроните (фиг.1) са свързани и теглата на връзките между тях определят силата на съответните връзки. Входната информация за всеки неврон е претеглената сума от сигналите от останалите неврони. Тази

информация се акумулира в неврона като изходният му сигнал се определя посредством т. нар. активационна или предавателна функция. Информацията в една невронна мрежа се натрупва в процес на обучение, като силата на връзките между отделните възли се моделира с тегла на съответните връзки, които се използват за съхранение на информацията.



Фиг.1. Абстрактен математически модел на един неврон

Всеки неврон има много входове и един изход. На входовете *x1, x2,…,xm* постъпват сигналите към неврона. Те могат да са външни сигнали или сигнали от изходите на други неврони. С всеки вход е свързан теглови коефициент wj, j=1,2,…,m, моделиращ силата на връзката при предаване на сигнала. Агрегирането на входните сигнали в тялото на неврона се моделира със суматора, чийто изходен сигнал се изчислява с формулата:

$$v = y_{in} = \sum_{j=1}^{m} w_j x_j + b \qquad (1)$$

За удобство и възможност за повече степени на свобода, при модела на неврона е въведен и сигнал с постоянна стойност b, наречен отместване (bias).

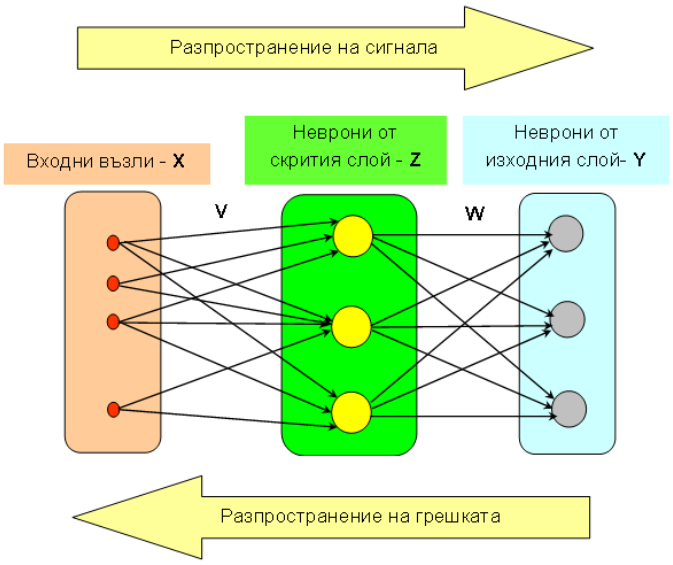
В повечето случаи активационната функция е нелинейна и изходният сигнал на единичен неврон се изчислява като:

$$y = f(y_{in}) = f\left(\sum_{j=1}^{m} w_j x_j + b\right) \qquad (2)$$

Основните компоненти на невронните мрежи, с които са свързани и различните им класификации са на база на: Архитектурата на мрежата – тя се задава от начина на свързване между различните неврони; Алгоритъма за обучение - определя начинът, по който се настройват теглата на връзките между невроните, така че невронната мрежа да изпълнява желаното преобразуване на сигналите; Активационна функция – математическото правило посредством което се определя стойността на изходния сигнал.

За целите на прогнозирането сме се спрели на многослойните мрежи с право предаване и обратно разпространение на грешката, защото е доказано, че с многослойни невронни мрежи, базирани на метода с обратно разпространение на грешката, могат да бъдат представени (апроксимирани) всички L^2 функции. Същевременно при решаване на различни апроксимационни задачи, генерали-

зиращите свойства на мрежите са добри, стига обучаващата извадка да е достатъчна.



Фиг.2. Архитектура на двуслойна невронна мрежа

На примерната структура от фиг.2 мрежата се състои от един входен слой възли, посредством които се подават входните сигнали $\mathbf{X}=[x_1\ x_2\ \dots\ x_n]^T$ към мрежата, от един изходен слой неврони, векторът от изходните сигнали на които $\mathbf{Y}=[y_1\ y_2\ \dots\ y_m]^T$ е изходният вектор на мрежата, и един скрит слой неврони, изходните сигнали на които са $\mathbf{Z}=[z_1\ z_2\ \dots\ z_p]^T$. При този тип мрежи активационната функция на изходния слой неврони е линейна, а на скритият тангенциално сигмоидална. Тегловите коефициенти се настройват с алгоритъм включващ итерационна процедура променяща тегловните коефициенти от изходния към входния слой на база на грешката получена при съпоставка на получения изход на мрежата с желания изход. Многослойни невронни мрежи, базирани на метода с обратно разпространение на грешката работят на принципа на черната кутия и при достатъчно данни за обучение, резултатите при използване са много добри. Не се изисква познаване на същността на проблема, който се апроксимира с невронната мрежа, а само достатъчно входно-изходни данни. Също така, тези невронни мрежи са робастни по отношение на шум в данните и в стойностите на теглата на мрежата, при липсващи данни и др.

Броят на невроните от скритият слой е много важен при използване на многослойните невронни мрежи с обратно разпространение на грешката. Обикновенно броят на невроните се избира от емпирични съображения на база на формулата на Oja. Ако със Z бележим броят на невроните в скритият слой, с P броят на елементите от обучаващата извадка, m е броя на входовете, а n броя на изходите, то тогава ще получим според формулата на Oja че:

$$Z = \frac{P}{5(m+n)} \qquad (3)$$

3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ДНЕВНОТО ПРОГНОЗИРАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ТОВАРИ

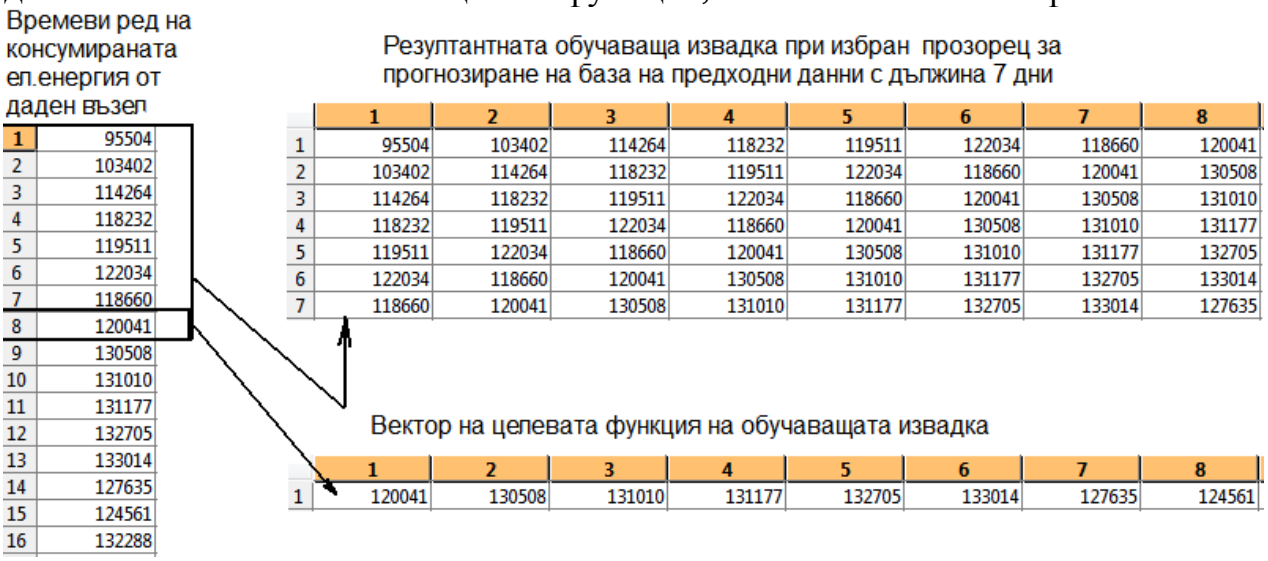
При прогнозирането на електрическата консумация са необходими данни от предходни периоди, които да служат като база за прогнозиране консумацията в

бъдещи периоди. В правилата за управление на електроразпределителните мрежи на ДКЕВР [1] в Чл. 41. е зададено, че при прогнозирането за отделните периоди се използва информация за денонощно, за седмично, за месечно и за годишно планиране. По-трудната задача е постигането на адекватно ежедневно прогнозиране. Екипът имаше на разположение полеви данни снети за период от една година за 24 възела от високоволтови електропреносни системи. Тези данни са достатъчни за обучението на невронни мрежи за ежедневно отчитане, но недостатъчни по големина за обучение на невронни мрежи прогнозиращи седмичната или годишна консумация. Предоставените ни данни бяха в следния вид:

Таблица 1 –Данни от 24 възела на мрежи с високо напрежение

година	месец	ден	възел 1	възел 2	възел 3	възел 4	***	възел 22	възел 23	възел 24	Р дневна сумарна
2006	**1**	**1**	4293	4186	4026	3877	***	4301	4346	4335	**29364**
2006	**1**	**2**	4030	3823	3678	3571	***	4806	4809	4684	**29401**
2006	**1**	**3**	4307	4045	3897	3811	***	5017	5044	4868	**30989**
2006	**1**	**4**	4568	4319	4119	4024	***	5136	5229	4990	**32385**
2006	**1**	**5**	4625	4289	4128	4088	***	5248	5281	5045	**32704**
2006	**1**	**6**	4741	4412	4268	4183	***	5379	5389	5310	**33682**
2006	**1**	**7**	4872	4612	4445	4362	***	5107	5213	5147	**33758**
2006	**1**	**8**	4915	4614	4421	4282	***	5514	5631	5343	**34720**
2006	**1**	**9**	4936	4538	4494	4379	***	5609	5800	5512	**35268**
2006	**1**	**10**	5116	4775	4646	4589	***	5688	5806	5574	**36194**
2006	**1**	**11**	5139	4749	4652	4514	***	5801	5879	5593	**36327**

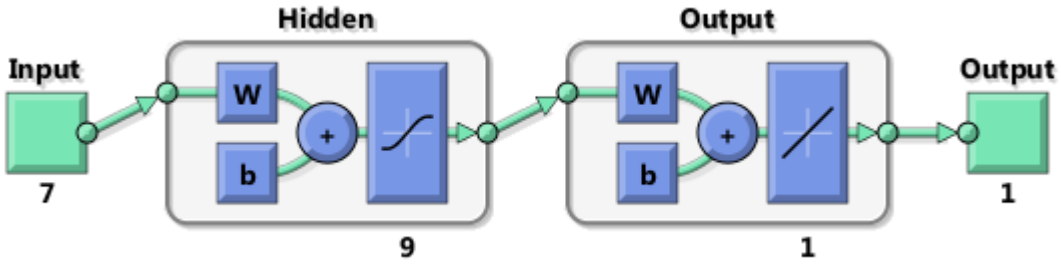
където за всеки един възел е налична дневната консумация през 2006 година. От тези данни ние формирахме обучаващата извадка за подаване към невронна мрежа като всяка една комбинация от 7 последователни дни се комплектова като един образец от обучаващата извадка, на която записът на следващия 8-ми ден съответства на нейната целева функция, както е показано на фиг.3.



Фиг.3. Оформяне на обучаващата извадка

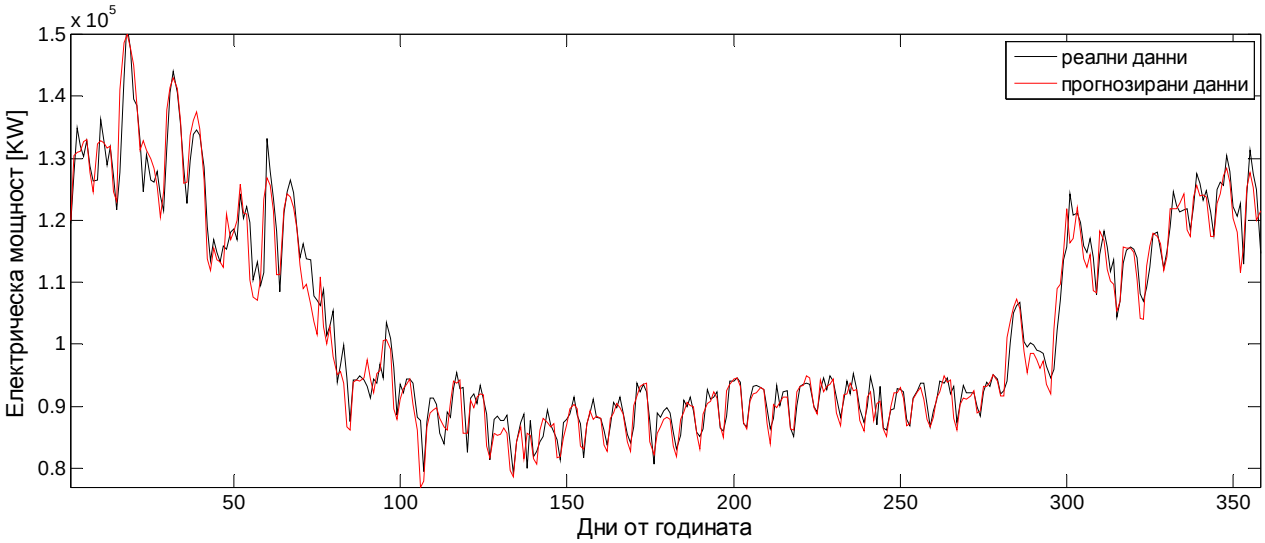
След като се оформи обучаващата извадка се минава към процес на обучение на невронна мрежа с право предаване на сигнала в MATLAB. Тъй като, дълбочината на прозореца за предсказване формиран от предходните данни е 7 дни и

дискретния отчет е на база на един ден, то входовете на невронната мрежа са седем на брой, т.е. ден1 е вход1, ден2 е вход2 и т.н. и входния слой ще бъде изграден от 7 неврона Желания прозорец за предсказване е един ден и на тази база изходния слой на мрежата трябва да е изграден от един неврон. Броят на невроните в скрития слой се определя емпирично по формула 3, което след елементарно пресмятане води до 9 неврона в скрития слой. Получената резултантна структура на невронната мрежа при използване на функцията feedforwardnet от пакета за невронни мрежи на MATLAB е показана на фиг.4.



Фиг.4. Архитектура на невронната мрежа за дневно прогнозиране при използване на данните от предходната седмица

След обучението на мрежата с данни от 2006 година за тестването й използвахме данни за потреблението през възлите, но от 2007 година. На фиг.5 е показа съпоставка между предсказана и действителна стойност на ел. консумация. От графиката на съпоставката може да се види, че невронната мрежа много добре апроксимира данните така, че да няма някакви големи разлики между предсказаната и действителната стойност за консумираната ел.енергия.



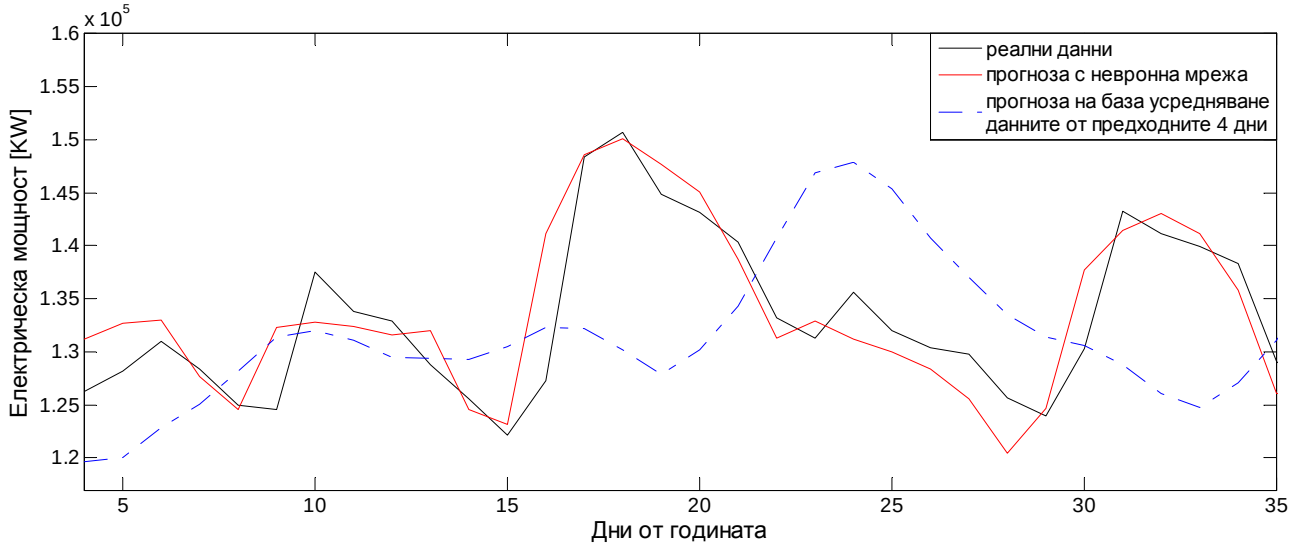
Фиг.5. Ежедневна съпоставка на реалната консумация с предсказаната за период от една година за един възел от мрежата.

Така обучената невронна мрежа върши работа само за възела, чийто данни са ползвани при обучението й. При желание да се прави прогнозна оценка за всеки един възел е необходимо създаването на софтуерен модел на невронна мрежа за

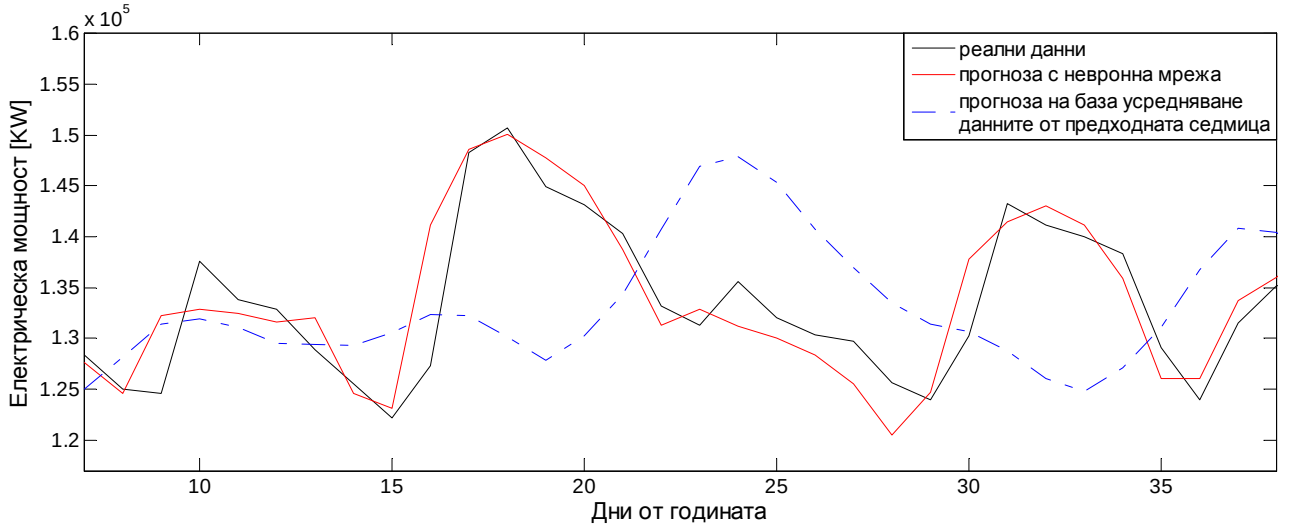
всеки един възел или комбинирането на всички данни за всички възли в една обобщена невронна мрежа, имаща m броя изходи, като всеки един изход представлява прогнозната стойност на един от възлите. В практиката много често се ползва следния елементарен подход за прознозиране на електрическите товари използващ усреднена стойност при използване на n броя от предходните дни:

$$P_{прогнозна} = \frac{\sum_{ден=1}^{n} P_{ден}}{n} \quad (4)$$

Много често се използват такава прогноза от електро енергетици при използване на 4 предходни дни. На тази база при отделяне на данни за един месец направихме две съпоставки между прогнозната оценка получавана при този метод и при метода с използването на обучената невронна мрежа за даден възел (фиг.6, фиг.7).



Фиг.6. Съпоставка на двата метода при n=4



Фиг.7. Съпоставка на двата метода при n=7

От така направената съпоставка на резултатите получени с обучената невронна мрежа и метода с осредняването на база на данните от няколко предходни дни

може да се види, че с използването на невронни мрежи се постига по-точно предсказване на данните.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направеният анализ и съпоставка между резултатите на прогнозиране с използване на невронни мрежи или с усреднена стойност на предходните отчети показва, че с използването на апарата на невронните мрежи може да се постигне по-точно прогнозиране на потреблението на електрическата енергия спрямо класическите използвани в практиката методи.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от вътрешния конкурс на ТУ – София със съдействието на НИС на ТУ - София, предложение за финансиране на научноизследователски проекти в помощ на докторанти Номер ...., на тема: “Методи и алгоритми за изчисляване и прогнозиране на товарите в мрежите за високо напрежение”, сесия 2011 - 2012 г.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ***Правила за управление на електроразпределителните мрежи***, Издадени от ДКЕВР Приложение към т. 1 на Решение № П-6 от 18 юни 2007 г., Обн. ДВ. бр.66 от 14 Август 2007г.

[2] Младенов В., Йорданова С.(2006), ***Размито управление и невронни мрежи***, учебник, издателство на ТУ-София

[3] Ценов.Г, Петрова Р., Младенов В., Йорданова С. (2008), ***Размито управление и невронни мрежи***, учебно помагало, издателство на ТУ-София

[4] Danilo Bassi, Oscar Olivares, ***Medium Term Electric Load Forecasting Using TLFN Neural Networks***, International Journal of Computers, Communications & Control Vol. I (2006), No. 2, pp. 23-32.

[5] The MathWorks, Inc., MATLAB 2010b, 24 Prime Park Way, Natick MA, 2010.

Автори: Георги Ценов, гл. ас. маг. инж., катедра „Теоретична електротехника”, *email: gogotzenov@tu-sofia.bg*; Ирина Богатинова, докторант, маг. инж., катедра „Теоретична електротехника”; Валери Младенов, проф. д-р, катедра „Теоретична електротехника”, *email: valerim@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Доц. д-р Симона Петракиева

СТРАТЕГИЯ ЗА ПРЕДСКАЗВАЩО ПОДДЪРЖАНЕ НА PIERCE-SMITH КОНВЕРТОРИ

Коста Бошнаков, Тодор Гинчев, Венко Петков, Емил Михайлов

Резюме: *Извършен е анализ на управлението и техническото състояние на Pierce-Smith конвертори от гледна точка на предсказващото им поддържане. Конверторите се характеризират със силна взаимосвързаност между управлението на процеса и техническото състояние на огнеупорната изолация. Разработени са математични модели за намиране на оптималното управление в рамките на една кампания, което да удовлетвори поставените изисквания за производителност и да удължи оставащия полезен живот на конверторите. Изведен е редуциран математичен модел за предсказване на състоянието на стената и в частност определяне на крайната точка на текущата кампания.*

Ключпви думи: *Pierce-Smith конвертор, предсказващо поддържане, оптимизация на продължителността на кампаниите*

STRATEGY FOR PREDICTIVE MAINTENANCE OF PIERCE-SMITH CONVERTORS

Kosta Boshnakov, Todor Ginchev, Venko Petkov, Emil Mihajlov

Abstract: *Analysis of the control and technical state of the Pierce-Smith converters is made from point of view predictive maintenance. Converters are characterized with a strong correlation between process management and technical state of the refractory insulation. Mathematical models for optimal control in a campaign are developed, to meet stated performance requirements and extend the remaining useful life of the converters. It is developed reduced mathematical model for predicting the condition of the wall and in particular determination of the end point of the current campaign.*

Keywords: *Pierce-Smith converter, predictive maintenance, optimization of the campaign duration*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

С развитието на технологиите и въвеждането на крупнотонажни производства в химическата промишленост, енергетиката и металургията на преден план излизат сигурността и безопасността на технологичните съоръжения и ниската цена за техническото им поддържане. Един от утвърдилите се методи за поддържане на технологични съоръжения е предсказващото поддържане, което включва инспекция и ремонт според техническото състояние. Техниките на предсказва-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

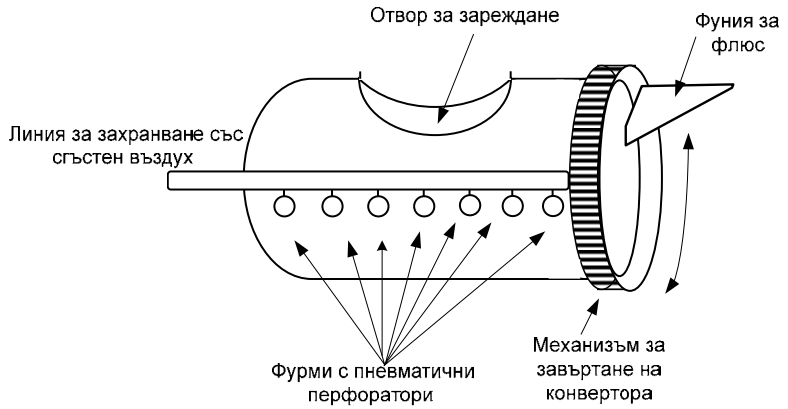
ISSN 1311-0829

щото поддържане (PdM) помагат да се определи състоянието на съоръжението в процес на експлоатация така, че да се предскаже кога трябва да се предприемат действия по поддръжката му [1].

Оценката на състоянието на съоръжението се извършва чрез провеждане на периодични или непрекъснати наблюдения. Стратегиите за предсказващото поддържане са много ефективни в случаите, когато вероятността за повреда се увеличава с времето и по една или повече променливи характеризиращи състоянието на съоръжението може да бъде предсказана повреда преди възникването и [2]. Крайната цел на PdM е да се извършат дейностите по поддръжката в момент, когато те са ценово най-изгодни и това да бъде преди съоръжението да изгуби експлоатационните си качества [3]. Компонентът “predictive” произтича от целта да се предсказва бъдещата тенденция в състоянието на съоръжението.

2.ТЕХНОЛОГИЯ И СЪОРЪЖЕНИЯ ЗА КОНВЕРТИРАНЕ ПРИ ПИРОМЕТАЛУРГИЧНОТО ПРОИЗВОДСТВО НА МЕД

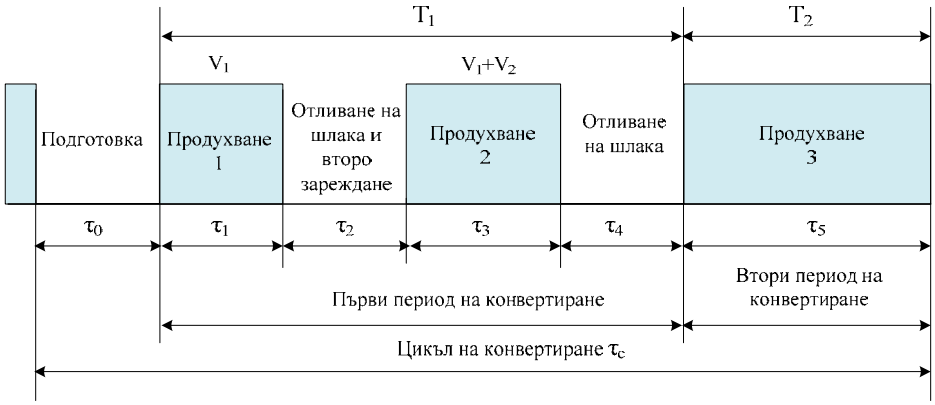
Най-съществените стадии при медодобивното производство са стадиите на окислително топене на сулфидните суровини до получаване на меден щейн и шлака и следващото конвертиране на медния щейн до получаване на черна мед, което се извършва в Pierce-Smith хоризонтални конвертори [4]. По време на конвертирането се отстраняват желязото (Fe) и сярата (S) от медния щейн за да се получи черна (сурова) разтопена мед. Тя съдържа 98,5 – 99,2 % мед (Cu) и 0,8 – 1,5 % примеси. Получената разтопена черна мед се изпраща за рафиниране.



Фиг.1 Схема на Pierce-Smith конвертор

Конвертирането се извършва в хоризонтални Pierce-Smith конвертори (фиг.1). Конверторите са технологични съоръжения с периодично действие. Те се състоят от барабан с габаритните размери 10.2 x 3.92 m, опорно устройство, механизъм за завъртане на конвертора, устройство за подаване на въздуха с фурми и устройство за отвеждане на конверторните газове. Въздухът за окисление, обогатен с чист кислород се подава към стопилката от меден щейн през 54 фурми с вътрешен диаметър 46.1мм. Течният щейн с температура 1200°C се прехвърля в

конвертора от топилната пещ чрез специализирани металургични кофи и се излива в отвора за зареждане.



Фиг.2 Времедиаграма на един цикъл на конвертиране на меден щейн

Времедиаграмата на работния цикъл на Pierce-Smith конвертор (фиг.2) включва:

1. Подготвителен период с продължителност τ_0. През този период се източва стопилката от предходната плавка, пробиват се забити фурми, изчиства се отвора за зареждане от налепи, отложили се по време на източване на стопилката, зареждат се меден щейн с обем V_1 и силикатни добавки, изпълняващи функциите на флюс.

2. Първи период на конвертиране – период на образуване на шлака [5]. Зареденият меден щейн се продухва с обогатен с кислород въздух в продължение на време τ_1. След това продухването спира, отлива се шлака и се добавят ново количество меден щейн с обем V_2 и флюси – силикатни материали. Масата на добавения флюс се изчислява в зависимост от съдържанието на желязото
В стопилката протича следната реакция:

$$2FeS + 3O_2 + SiO_2 \rightarrow 2FeO.SiO_2 + 2SO_2 + Q_1 \quad (1)$$

Реакцията е екзотермична. Желязото (Fe) се отделя от конвертора като шлака. Времето за отливане на шлака и второ зареждане е τ_2. Второто продухване с въздух продължава τ_3. След това се отлива отново шлака в продължение на време τ_4. С тази операция приключва първият период на конвертиране, който е с продължителност $T_1 = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4$. Практически, при различните плавки количеството на заредения меден щейн се поддържа едно и също $V = V_1 + V_2$.

3. Втори период на конвертиране – период на получаване на мед (Cu) [5]. Той започва след приключване на първия етап и е аналогичен на първия период на конвертиране. Извършва продухване с обогатен с кислород въздух и протича следната химична реакция:

$$Cu_2S + O_2 \rightarrow 2Cu + 2SO_2 + Q_2 \quad (2)$$

Продължителността на втория период на конвертиране е $T_2 = \tau_5$

Отделяното количество топлина Q_1 и Q_2 през двата периода на конвертиране е достатъчно да направи процеса автотермичен [4]. Температурата (θ) в конвертора се поддържа от отделяната от химичните реакции топлина и се управлява чрез изменение на съдържанието на кислород в постъпващия въздух за окисление и чрез студени добавки. Студените добавки обикновено са щейнови или шлакови кори, които неминуемо се получават в производствения процес. Температурата на входящия в конверторите меден щейн е 1200°C, на отстраняваната от конвертора шлака е 1220°C и крайния продукт – черна мед е с температура 1200°C.

При нормална работа на инсталацията за получаване на мед от медни руди след приключване на текущия цикъл започва подготовката на следващия. При възникване на проблеми между последователните цикли настъпва период на престой с продължителност τ_S. Чрез това време на престой може да се управляват материалните потоци в медното производство, където възниква проблем за синхронизация между непрекъснато действаща топилна пещ, два едновременно работещи медни конвертори и анодни пещи с периодично действие.

Продължителностите на трите стадия на продухване с въздух, два в първия период и един във втория се определят чрез система OPC [6].

3. ДИАГНОСТИКА И ПРОБЛЕМИ СВЪРЗАНИ С ТЕХНИЧЕСКОТО ПОДДЪРЖАНЕ НА КОНВЕРТОРИТЕ

Експлоатационният живот на един конвертор продължава между два и три месеца, през което време се извършват между 150 и 330 плавки, формиращи една кампания. От гледна точка на поддържане на конверторите след определена степен на износване на огнеупорната изолация във фурмената линия, тя трябва да бъде подменена. Това отнема около две седмици и според [7] цената на подмяна на фурмената линия, включващо подмяна на огнеупорната зидария и фурмите струва 110,000 CAN$. Това прави актуални изследванията свързани с подобряване на експлоатацията на Pierce-Smith конверторите и удължаване на полезния им живот.

Фактори, които могат да повлияят положително върху продължителността на кампанията са [4]:

-Подобрена огнеупорна изолация;

-По висока концентрация на мед в щейна, което изисква по-малко продухване на тон мед;

-По добро измерване и управление на температурата;

-Увеличаване на кислорода до 25%, което увеличава производителността на конвертора, без да се скъсява продължителността на кампаниите. Това е вярно за високи скорости на продухване. Обогатяването с кислород над това ниво изисква определяне на оптимум от гледна точка на производителността на конвертора и продължителността на кампанията

Диагностиката на конверторите се извършва на място и включва физически оглед, периодично измерване на дължината на фурмите и при необходимост наблюдения с инфрачервена термография.

-Физическият оглед цели откриване на видими повреди в елементите на конвертора.

-Периодичните измервания на дължината на фурмите се правят през 10 плавки през спомагателното време от времедиаграмата на конвертора (фиг.2). Въз основа на тези измервания се правят изводи за износването на огнеупорната зидария. При износени фурми, те се „забиват" (запушват) целенасочено с цел недопускане на връщането на метал през тях.

-Инфрачервената диагностика се прави при евентуални предположения за изтъняване на зидарията. Няма специализирана апаратура за следене на състоянието на конвертора.

Основната цел на поддържане на конверторите е осигуряване на ефективната им работа при голяма сигурност в процеса на експлоатацията им.

От гледна точка на техническото поддържане най-проблемната зона на конверторите е фурменият ред (фиг.1). В тази област зидарията се износва с най-голяма скорост. По тази причина огнеупорната зидария във фурмената област се изгражда с по-голяма дебелина (55cm) в сравнение с дебелината на изолацията в останалата част на конвертора.

Огнеупорната изолация е от хром-магнезитни тухли. При изтъняване на зидарията в областта на фурмите до 17-20 cm съществува вероятност да се върне метал през фурмите и да изтече извън конвертора. Такова изтъняване налага частичен или пълен ремонт на конвертора.

Частичният ремонт се извършва след приключване на кампанията на съответния конвертор и касае подмяна на фурмите с пневматичните им връзки, подмяна на огнеупорната зидария във фурмената област, както и ремонт на отвора за зареждане на конвертора.

Като правило частичният ремонт продължава около две седмици. При направени 3 частични ремонта се прави четвърти цялостен ремонт, при който се сменя цялата огнеупорна зидария на конвертора и се подменят зони от кожуха му.

Преди началото на първата плавка от всяка нова кампания вътрешният край на фурмите е с 2 cm извън зидарията във вътрешността на конвертора.

При започване на работа стопилката започва да износва фурмата със скорост приблизително равна на скоростта, с която се износва и зидарията в зоната на фурмите. Поради неравномерност на износване на фурмите и изолацията по дължина на фурмения ред различните фирми прилагат различни практики за изкуствено забиване на фурми.

Практиката показва, че в рамките на една кампания обикновено се забиват около 10 фурми, като максималният брой неработещи фурми, с който може да се допусне конверторът да работи е 15.

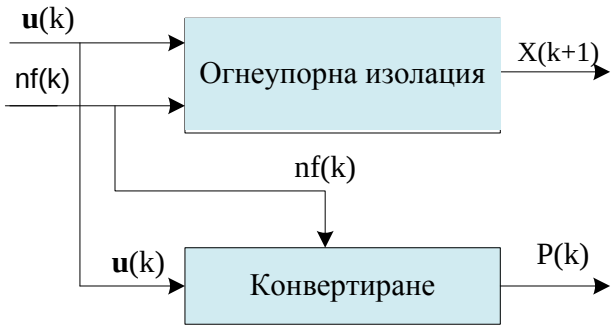
Фиг.3 Брой на забитите фурми в рамките на една кампания

На Фиг.3 е показано как се изменя броят на забитите фурми за една от изследваните кампании.

При всяко забиване на фурма в нейната област на огнеупорната изолация локално се понижава температурата поради прекъсване на въздушния поток и локалното протичане на екзотермичните реакции на окисление. От една страна забиването на фурма намалява износването на огнеупорната изолация в нейната област, а от друга намалява скоростта на процеса на конвертиране и съответно удължаване продължителността на плавката. Производителността на конвертора може да се увеличи чрез увеличаване на разхода на въздух за целите на конвертирането. В тази ситуация, обаче линейната скорост на въздуха през другите фурми се увеличава и води до повишаване на скоростта на износване в други области на фурмената зона.

4. ВЗАИМНОСВЪРЗАНОСТ МЕЖДУ УПРАВЛЕНИЕТО И ТЕХНИЧЕСКОТО ПОДДЪРЖАНЕ НА КОНВЕРТОРИТЕ

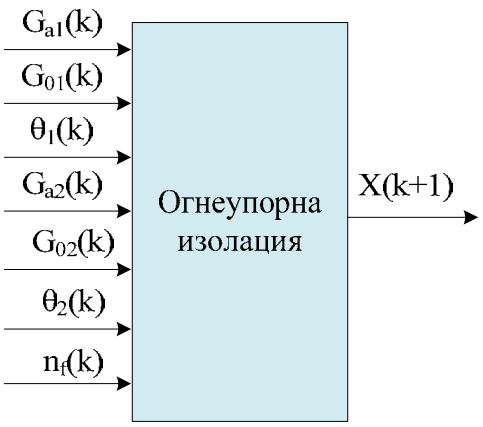
На фиг.4 е показана блоковата схема на двата взаимносвързани обекта за управление и техническо поддържане – състоянието на огнеупорната изолация и процеса на конвертиране. От нея се вижда, че управляващите въздействия $\boldsymbol{u}$ влияят върху показателите на състоянието и на двата изследвани обекта, а именно върху средната дебелината на стената във фурмената линия на огнеупорната изолация X и върху производителността на конвертора P.



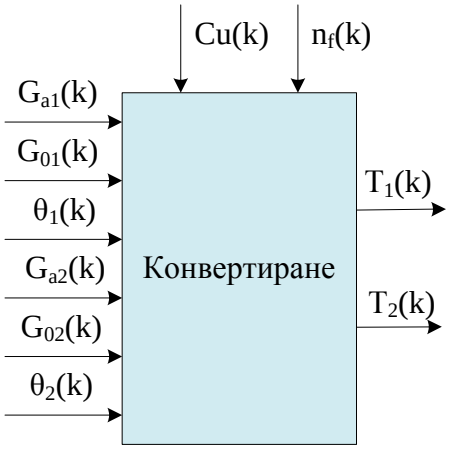
Фиг.4. Връзка между състоянието на огнеупорната изолация и процеса на конвертиране

Броят на забитите фурми n_f е управляващо въздействие за износването на стената на фурмената линия и позволява удължаване на използваемия живот на конвертора, чрез изравняване на износването на отделните фурмени зони. От друга гледна точка n_f е смущение за процеса на конвертиране. С увеличаване на броя на забитите фурми се увеличава продължителността на двата периода на конвертиране.

На фиг.5 и фиг.6 са показани блоковите схеми на двата разглеждани обекта. Първият представя състоянието на огнеупорната изолация във фурмения ред, а втората - процеса на конвертиране.



Фиг.5 Състояние на огнеупорната изолация



Фиг.6 Процес на конвертиране

Означенията са както следва: G_{a1}, G_{O1} са средните стойности на разходите на въздуха за окисление и чистия кислород за обогатяване на въздуха през първия период на конвертиране, а G_{a2}, G_{O2} съответните им стойности за втория период на конвертиране. По аналогия θ_1 и θ_2 са съответно средните стойности на температурите на стопилката през първия и втори период. С Cu е означена концентрацията на медта в медния щейн. T_1 и T_2 са продължителността съответно на първия и втория период на конвертиране (фиг.2).

5. МАТЕМАТИЧНО ОПИСАНИЕ НА ПРОЦЕСИТЕ НА КОНВЕРТИРАНЕ И ИЗНОСВАНЕТО НА ОГНЕУПОРНАТА ИЗОЛАЦИЯ. ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПРОДЪЛЖИТЕЛНОСТТА НА КАМПАНИИТЕ

Математическите описания на двата разглеждани обекта в общ вид могат да бъдат представени със следните изрази:

$$X(k+1) = f_1(X(k), \mathbf{u}(k), n_f(k)), k = 1,2,...,N_C \quad (3)$$

$$P(k) = f_2(\mathbf{u}(k), n_f(k)), k = 1,2,...,N_C \quad (4)$$

където с k е означен индекса на плавката, а с N_C е броят на плавките в кампанията. Връзката между производителността P на конверторите по отношение на

зареждания меден щейн ($V_1 + V_2$) и продължителността на периодите на конвертиране T_1 и T_2 (Фиг.2, Фиг.6) се представя с израза:

$$P = \frac{V_1 + V_2}{\tau_0 + T_1 + T_2} \quad (5)$$

Анализите на концентрацията на мед Cu в медния щейн (Фиг.6) показват, че концентрацията се изменя в тесни граници, което позволява на първия етап от изследванията тя да не бъде отчитана като значимо смущение. Математичните модели описващи продължителността на периодите на конвертиране T_1 и T_2 имат следния вид:

$$\hat{T}_i(k) = a_{0i} + a_{1i}G_{a1i}(k) + a_{2i}n_{fi}(k) + a_{3i}G_{O1i}(k) + a_{4i}\theta_{1i}(k), i = 1,2 \quad (6)$$

Индексът i съответства на периода на конвертиране. Коефициентите за първия период на конвертиране имат следните стойности: $a_{01} = 154$, $a_{11} = -0.00167$, $a_{21} = 0.16$, $a_{31} = -0.0282$, $a_{41} = -0.0098$. Продължителността на периодите за конвертиране T_1 и T_2 са в минути.

Задачата за оптимизация се формулира по следния начин:

1. Да се намерят стойностите на управляващите въздействия $\boldsymbol{u}(k), n_f(k), k = 1,2,...,N_C$, където N_C е броят плавки в рамките на кампанията

2. За които се реализират максимален брой плавки $N_C \to max$ в рамките на една кампания на конвертора

3. При наложени равенствени ограничения от вида

$$P(k) = P_0(k), k = 1,2,...,N_C \quad (7)$$

$$X(N_C) = X_{min} \quad (8)$$

4. И неравенствени ограничения

$$\boldsymbol{u}_{min} \le \boldsymbol{u}(k) \le \boldsymbol{u}_{max}, k = 1,2,...,N_C \quad (9)$$

$$n_f \le n_{f\,max} \quad (10)$$

Желаната производителност за всяка плавка $P_0(k)$ се задава в зависимост от състоянието на инсталацията. Равенственото ограничение (7) се налага от факта, че конвертирането е междинен стадий между топилна пещ и рафинационните процеси и не може да има независима от изискванията за синхронизация на технологичния процес производителност. Минималният размер на стената във фурмения ред X_{min} се избира от изискванията за сигурност и безотказна работа на конвертора. Нейната стойност е $X_{min} = 17cm$. Максималният допустим брой забити фурми е $n_{f\,max} = 15$. За решаване на така формулираната задача за цялата кампания е необходимо да бъдат зададени желаните производителности $P_0(k)$ за всички плавки, което практически е трудно реализируемо, понеже интервала, за който ще се решава задачата е между два и три месеца. Един рационален начин на решаване е по аналогия с Моделно предсказващото управление за ограничен хоризонт на предсказване, за който се очаква да има по-висока степен на определеност за желаната производителност.

Разработен е и редуциран математичен модел за предсказване на състоянието на стената X и в частност крайната точка на кампанията. В него като независими променливи са: номера на плавката N съответстващ на к-тия интервал на дискретизация и броя на забитите фурми n_f.

$$\hat{X}(k+1) = c_0 + a_X X(k) + b_1 N(k) + b_2 n_f(k), k = 1,2,...,N_C \quad (11)$$

Продължителността на кампанията се определя от достигане на средно износване на стената във фурмената област до предварително зададена стойност $X(k+1) \le X_{min}$. Тактът на дискретизация е 10 плавки. Стойностите на коефициентите в математичния модел са следните: $c_0 = 17$, $a_X = 0.674$, $b_1 = -0.0347$, $b_2 = -0.122$

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата работа е направен анализ на управлението и техническото състояние на Pierce-Smith конвертори за производство на мед от гледна точка на оптималното им управление и предсказващо поддържане. Изложени са методите за диагностика на конверторите, проблемите свързани с техническото им поддържане и вида на извършваните ремонтни дейности.

Конверторите се характеризират със силна взаимосвързаност между управлението на процеса и техническото състояние на огнеупорната изолация.

Разработени са математични модели за намиране на оптималното управление в рамките на една кампания, което да удовлетвори поставените изисквания за производителност и да удължи оставащия полезен живот на конверторите.

Разработен е и редуциран математичен модел за предсказване на състоянието на стената и в частност крайната точка на текущата кампания.

Бъдещи работи в това направление са изследване на възможностите за решаване на по-горе формулираната оптимизационна задача с инструментариума на Моделно предсказващото управление и разработване на система основаваща се на прецеденти за номера и последователността на забиване на фурми от гледна точка на равномерно износване на огнеупорната изолация и максимална продължителност на кампанията на конкретния конвертор.

7. БЛАГОДАРНОСТ

Авторите на публикацията изказват своята благодарност на НФНИ към МОМН за финансирането на настоящото изследване по договор № DVU_10_0267/2010 г., с Фонд „Научни изследвания” на тема „Предсказващо поддържане на технологични съоръжения въз основа на диагностика и анализ на риска”.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Бошнаков,К., М.Хаджийски, Е.Михайлов, (2011), ***Предсказващо поддържане на технологични съоръжения,*** Сборник доклади на Международния симпозиум "Управление на топлоенергийни обекти и системи", Банкя, България, 10-11 ноември 2011, стр.61-65.

[2] Gilabert,E., A.Arnaiz, (2006) ***Intelligent automation systems for predictive maintenance: A case study,*** Robotics and Computer-Integrated Manufacturing 22 (2006), pp.543-549.

[3] Carnero, MaC, (2006), ***An evaluation system of the setting up of predictive maintenance programmes,*** Reliability Engineering and System Safety 91 (2006), pp.945-963.

[4] Davenport, W.G., M.King, M.Schlesinger, A.K.Biswas, (2002), ***Extractive Metallurgy of Copper,*** fourth edition, Pergamon, Elsevier, 2002

[5] Hu,Z., X.Peng, W.Gui, (2006), ***Fast Generation Method of Fuzzy Rulesand Its Application to Flux Optimization in Process of Matter Converting***, J.Cent. South Univ. Technol., Vol.13, No.3, Jun. 2006, pp.251-255.

[6] Priettl, T., A.Filzwieser, S.Wallner, (2005), ***Productivity Increase in a Pierce-Smith Converter Using the Top Kin and OPC System***, Converter and Fire Refining Practices, Edts: A.Ross, T. Warner, and K.Scholey, TMS (The Minerals, Metals & Materials Society),2005, pp.177-190.

[7] Gonzalez,C., W.Caley, R.Drew, (2007), ***Copper Matte Penetration Resistance of Basic refractories,*** Metallurgical and Materials Transactions B, Vol.38B, April 2007, pp.167-174.

Автори: Коста Бошнаков, доц. д-р, *e-mail: kb@uctm.edu*, Тодор Гинчев, докторант, Венко Петков, доц. д-р, Емил Михайлов, доц.д-р, Химикотехнологичен и Металургичен Университет София.

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** проф. дтн Е. Николов

ДЕФИНИРАНЕ НА КРИТЕРИИ ЗА ИЗБОР НА ЛАМПИ ЗА УЛИЧНО ОСВЕТЛЕНИЕ

Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Снежана Терзиева

Резюме: *В настоящата работа са разгледани базовите параметри, характеризиращи принципа на действие на изкуствените източници на светлинна енергия. На тази основа е извършен сравнителен анализ между съществуващите до момента различни видове лампи, като са посочени техните предимства и недостатъци. Отчитайки спецификата на околната среда, в която работи уличното осветление, е търсен подход при избора на типовете лампи – те да са подходящи за неговото нормално функциониране и с по-добра енергийна ефективност.*

Ключови думи: *лампи, светлинни източници, улично осветление*

SOME CRITERIA UNDER CONSIDERATION OF THE LIGHT SOURCES FOR ELECTRIC STREET-LIGHTING

Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Snejana Terzieva

Abstract: *In the work, basic parameters, characterizing the working of the light sources, are discussed. On this basis, the comparative analysis of the nowadays existing types of lamps is made. In detail all of their advantages and disadvantages are considered. An approach for choosing the appropriate lamps, which are suitable for normal working of the street-lighting, is discussed. The choice is based on normal functionality and guarantee of better energy effectiveness of the lighting systems.*

Keywords: *lamps, light sources, street lighting systems*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Съвременното улично осветление включва електроснабдителна система, осветителна уредба и система за динамично телеуправление. За разлика от първите две, последната се развива с изключително бързи темпове. Прилагането на качествено нови съвременни технологии за обмен на информация между йерархичните нива на системата представлява възможност за контрол на режимите на работа на светлинните източници, намаляване на експлоатационните разходи, постигане на икономия на електроенергия чрез редуциране на мощността на

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

светлинните източници [1]. Съвременната елементна база и програмно осигуряване за обмен на данни правят възможно събирането на информация за работата на съоръженията от всички йерархични нива на осветителните уредби, а управлението на осветлението да се осъществява в зависимост от фактори като интензивност на трафика, метеорологични условия, експлоатационно състояние на съоръженията и др.

2. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА ИЗТОЧНИЦИТЕ НА ЕНЕРГИЯ

За да е възможно сравняване на различните източници на светлина, е необходимо предварително да се опишат техните най-важни параметри и характеристики, по който те да бъдат съпоставими:

1. Светлинен поток (Φ, lm) – това е енергията, която се възприема от окото като светлина, излъчена от светлоизточника в околното пространство за 1 секунда, т.е. - светлинна мощност.
2. Интензивност (I, lm/1sr = cd) – това е плътността на светлинният поток за единица пространствен ъгъл, т.е. $I = \Phi / \Omega$
3. Осветеност (E, lm/m^2 = lx**)** – тя характеризира плътността, с която даден светлинен поток се разпределя върху една осветявана повърхност, т.е. $E = \Phi / S$.
4. Светлинен добив (Y, lm/W**)** – това е светлинният поток, излъчен от светлинния източник, отнесен към единица подадена електрическа мощност, т.е. $Y = \Phi / P$.
5. Коефициент на цветопредаване (R_a , -) – бездименсионна величина ($0 < R_a < 100$), която се използва за количествена оценка на възможността за цветоотделяне.

3. ВИДОВЕ ИЗКУСТВЕНИ ИЗТОЧНИЦИ НА СВЕТЛИНА

Основен градивен елемент на електрическото осветление е т.н. “осветител”, който се състои от осветително тяло и източник на светлина (лампа).

По същество осветителното тяло представлява механична конструкция (корпус), в която са поместени: оптично устройство (отражател, разсейвател), светлинен филтър и различни електротехнически устройства, които са в комплект с използвания светлинен източник. Основните му функции са: преразпределяне на светлинния поток, редуциране на неговата яркост или променяне цвета на светлината. В осветителното тяло се монтират източниците на светлина и се осъществяват вътрешните електрически връзки. В някои случаи там се вграждат и устройства за стабилизация на характеристиките и параметрите или за защита на източниците в случай на отклонения от нормалния режим на работа.

Източникът на светлина (лампа) преобразува част от електрическата енергия в светлинна. Качеството на осветлението зависи основно от неговите характеристики и параметри.

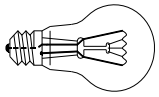
До момента са известни 3 вида източници на светлина по отношение на принципа на действие - лампи с нажежаема жичка, газоразрядни лампи и без-електродни високочестотни лампи.

1. Лампи с нажежаема жичка

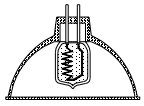
а) обикновени - при тях светлината се излъчва от силно нагрята (2500÷3000 К) метална спирално навита жичка от волфрам, поместена в стъклен херметизиран балон (фиг.1.1). Топлинните загуби са около 95% от консумираната електрическа мощност и само 5% се излъчва във вид на светлина.

Предимства на този вид лампи се състоят в това, че те не се нуждаят от допълнителни пуско-регулиращи устройства за включването им към захранващата мрежа, не са източници на електромагнитни смущения и се произвеждат сравнително лесно.

Недостатъците на обикновените лампи са малкия к.п.д. ($\eta < 14\ \%$), малкият светлинен добив ($Y \approx 15$ lm/W) и голям пусков ток ($I_{\text{пуск}} \approx 9 I_{\text{ном}}$), който съкращава живота им.



Фиг.1.1



Фиг.1.2

б) халогенни - при тях светлината се излъчва от силно нагрята (до 3400 К) волфрамова спирала (фиг.1.2). Тя е поместена в прозрачен цилиндър, или колба от кварцово стъкло, напълнени с инертни газове: криптон, ксенон (Kr, Xe). Наличието на халогенен елемент, например йод, и високата температура създават условия за възстановяване на част от изпарения волфрам обратно върху нагрятата спирала.

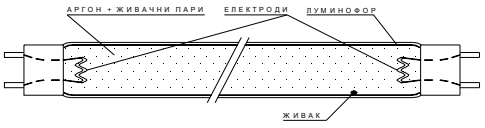
Предимствата на халогенните лампи спрямо обикновените са по-голям светлинен добив, до два пъти по-дълъг живот, мигновено задействане, възможност за често превключване и ниски разходи.

Недостатъци – 95% от енергията е изразходена във формата на топлина, което изисква добра вентилация и голям разход при работа, водещо до честа поддръжка.

2. Газоразрядни лампи

а) с ниско налягане

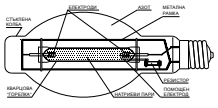
– луминисцентни НН – представляват стъклена херметизирана тръба, напълнена с инертен газ (Ar, Ne) с добавка на малко количество живак (фиг.2.1). Върху вътрешната страна на тръбата е нанесен тънък и равномерен слой луминофор. В двата края са разположени запалните електроди от волфрамова спирала, върху която е нанесен бариев окис.



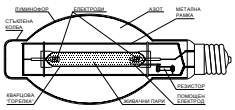
Фиг.2.1

Те се подгряват предварително, при което се получава интензивна термоелектронна емисия. В резултат на това се създават условия за йонизиране на вътрешното пространство и лесно запалване на лампата [2]. При тези лампи светлината се излъчва от луминофора, нанесен на вътрешната страна на стъклената тръба. Той преобразува ултравиолетовото излъчване в светлина.
Предимствата на луминисцентните НН лампи са голям светлинен добив, дълъг живот и малка чувствителност към промените на захранването.
Недостатъците им са свързани с наличието на живак в тръбата, както и **с** увеличаване на вредното ултравиолетово излъчване при отлепване на луминофора.

– натриеви НН – дъгови лампи с ниско налягане, които изискват запално устройство (фиг.2.2). И при тях разрядът не се получава директно в колбата, а в разрядна тръбичка. Светлината се излъчва при възбуждането на електрически разряд в среда от неутрален газ (неон, аргон, ксенон и др.).
Използват се за вътрешно (битово, работно и офис) осветление.



Фиг.2.2

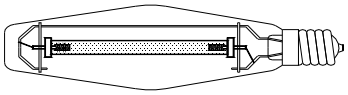


Фиг.2.3

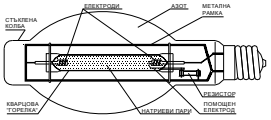
б) с високо налягане

– живачни – при тях светлината се излъчва от нанесен на вътрешната страна на стъклена колба луминофор (фиг.2.3). Те се отличават съществено от обикновените луминисцентни лампи. Разрядът не се получава директно в колбата, а в специална горелка (разрядна тръбичка), в която налягането е от 5.10^5 до 15.10^5 Ра. Животът им е около 15000 часа.
Запалването на живачните лампи се осъществява с помощта на един или два вградени помощни (запални) електроди, чрез които се получава първичната йонизация на живачните пари. Светлината се излъчва от луминофорния слой при силното му ултравиолетово облъчване. Пълният светлинен добив се получава 3-4 минути след подаване на захранващо напрежение.
Основният им недостатък от екологична гледна точка е наличието на живак в тръбата.
Използват се за осветление на големи открити и закрити площи и улици, поради слабата зависимост на експлоатационните им параметри от околната температура и не много висока цена.

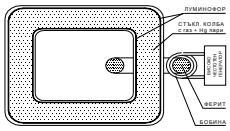
– метал-халогенни – работното пространство е запълнено с аргон и живачни пари с добавка на определено количество халогенни съединения. Стъклената колба може да бъде покрита от вътрешната си страна с луминофор, но се произвеждат и металхалогенни лампи без такова покритие. Те имат сравнително дълъг живот - над 10000 часа (фиг.2.4).



Фиг.2.4



Фиг.2.5



Фиг.2.6

Предимствата на метал-халогенните лампи са ниски разходи при работа и лесна поддръжка. Те са енергоспестяващи и с много силна светлина.
Недостатъци – голяма инвестиция и много дълго време на възпламеняване (2 до 10 минути).
Използват се в уреди, с които се ускорява полимеризацията на специалните материали, използвани в стоматологичните клиники при зъболечение.

– натриеви ВН – това са дъгови лампи с високо налягане, които изискват запално устройство (фиг.2.5). И при тях разряда не се получава директно в колбата, а в разрядна тръбичка [3]. Натриевите лампи от енергийна гледна точка са едни от най-икономичните, но едновременно с това едни от най-некачествените източници на светлина по отношение на цветопредаването**.**
Натриевите лампи високо налягане намират широко приложение в уличното и тунелното осветление.

3. Безелектродни високочестотни лампи – това са най-нова генерация газоразрядни лампи, при които подаването на енергията за възбуждането на атомите е с помощта на високочестотно електромагнитно поле (фиг.2.6). Стъклената тръба е обхваната от феритен пръстен, върху който има намотка, свързана с високочестотен генератор с работна честота около 2,7 MHz. Стъклената тръба е с тороидална форма. От вътрешната ù страна е нанесен луминофор. Херметизираното пространство е запълнено с газ и живачни пàри. Принципът на действие е подобен на този, който е при луминисцентните лампи ниско налягане. Те имат срок на експлоатация около 60000 часа.

4. ИЗИСКВАНИЯ КЪМ УЛИЧНОТО ОСВЕТЛЕНИЕ, НАЛОЖЕНИ ОТ ОКОЛНАТА СРЕДА

Уличното осветление търпи голямо технологично развитие в последните няколко години. Основните насоки за подобряване на системите за външно осветление са намалени капитални вложения, съчетани с по-малка консумация на електрическа енергия и редуцирани разходи за поддръжка на системата.
Освен използваните до сега технологии за постигане на енергийна ефективност на уличните осветителни уредби съществуват и други, абсолютно нови разработки в областта [4]. Те са следствие от особеностите на околната среда, в която работят светлинните източници и са свързани с внедряването на възобновяеми енергийни източници за захранване на уличните осветители.
Осигуряването на адекватно улично осветление по време на часовете от денонощието, през които няма налична дневна светлина, е скъпоструващ и сложен проблем. Съществуват множество пречки като липса на налична мощност от електрическата мрежа, скъпоструващо полагане на проводници и окабеляване на инсталацията, които могат да доведат до невъзможност за инсталиране на уредба за улично осветление, която да отговаря на изискванията и стандартите.

Именно в подобни ситуации решение на проблемите се явява инсталирането на система за улично осветление, използваща енергия от възобновяеми енергийни източници като слънцето и вятъра.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Живачните лампи с високо налягане за сега намират най-широко приложение в уличното осветление, въпреки че техният светлинен добив е два пъти по-малък от този на натриевата лампа с високо налягане. Понастоящем най-ефективни и най-използвани в уличното осветление са натриеви лампи с високо налягане, натриеви лампи с ниско налягане, метал халогенни лампи и компактните луминесцентни лампи. Едни от водещите фирми в производството на такива светлинни източници и системи за улично осветление са Philips и Osram [6,7]. Предлаганите от тях лампи имат висок светлинен добив (40-70 lm/W) и едновременно с това добър индекс на цветопредаване. Тези лампи не се използват в случаи, когато са необходими малки осветености или яркости върху транспортни площи.

При избор на източници за улично осветление се препоръчват натриевите лампи с високо налягане, които са с нова оптична система. Те са с голям светлинен добив (56-126 lm/W) и малка консумация на електроенергия. В същото време са компактни, което осигурява лесно управлявление на светлинния им поток. Ефективността на осветителите, базирани на този вид лампи, е 3,75 пъти по-висока от тази на осветителите, използващи традиционните живачни лампи с високо налягане. Чрез използването на подобни осветителни тела се намалява консумацията на електроенергия с 50%, което спомага за намаляване на емисиите от CO_2. През последните години се наблюдава тенденция към повишаване на светло-техническите показатели на осветителите, което гарантира по-високо качество на уличното осветление, и едновременно с това – постигане на по-добра енергийна ефективност на използваните ресурси.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Василев Н. И., ***Промишлено осветление***. Техника, София, 1973.

[2] Рохлин Г. Н., ***Разрядные источники света***. Энергоатмиздат, Москва, 1991.

[3] Фугенфиров М.И., ***Електрические схемы с газоразрядными лампами***. Энергия, Москва, 1974.

[4] Пачаманов А. С., ***Енергоспестяване и осветителна техника***. София, 2006.

[5] S.Ben-Yaakov, S.Glosman, R.Rabinovici, ***Envelope Simulation by SPICE Compatible Models of Electric Circuits Driven by Modulated Signals, IEEE Trans***. Ind. Electron., Vol.47, pp.222-225, Feb.2000.

[6] PHILIPS Lighting, ***Light – regulating system for SON lamps***, Data sheet, 2012.

[7] OSRAM, ***OSRAM EVG-SPOT***, 2012.

Автори: Симона Петракиева, доц. д-р от катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, *email: petrakievaste@tu-sofia.bg;* Галя Георгиева-Таскова, маг. инж., *email: gvgt@tu-sofia.bg;* Снежана Терзиева, доц. д-р от катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, *email: ster19@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р В. Младенов

МАГНИТНА СИСТЕМА ЗА ЕЛЕКТРОПЕЩНИ ТРАНСФОРМАТОРИ – АВТОМАТИЗИРАНЕ НА ИЗЧИСЛЕНИЯТА

Кирил Стойков, Симона Петракиева

Резюме: *В работата е разгледана магнитната система на мощни трансформатори за захранване на електродъгови пещи. Предложено е автоматизирано определяне на ширините на пластините на магнитопровода (ядрата и яремите) при зададени диаметър на ядрото на магнитопровода и ширина на най-широката пластина. Получените резултати се сравняват с нормализирани стойности на пластините приети в практиката. В табличен вид са дадени стойности за различни диаметри на ядрата и различен брой стъпала.*

Ключови думи: *магнитна система, ядро, пластини, активно сечение*

AUTOMATED CALCULATIONS IN MAGNETIC SYSTEM FOR ELECTRIC FURNACE TRANSFORMERS DESIGN

Kiril Stoykov, Simona Petrakieva

Abstract: *In the work a magnetic system of power transformers supplying electric furnaces, is discussed. It is proposed the automated calculation of the lamellas width for the magnetic system (cores and yokes), when the diameter of the core and the width of the widest lamella are known. The calculations are compared with the standard values from practice. The final results for different cores diameters and different numbers of the steps are shown in tables.*

Keywords: *magnetic system, core, lamellas, active section*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Магнитната система на електропещните трансформатори се състои от активна и неактивна части. Активната част е прието да се нарича магнитопровод, а неактивната се състои от отделни елементи, които служат за твърдо фиксиране на активната част и останалите съставни части на трансформатора.

Магнитопроводът служи за локализиране на основното магнитно поле, което е вплетено с всички намотки на трансформатора, т.е. канализира път с голяма магнитна проводимост. Той се състои от ядра, около които се поставят намот-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ките на трансформатора и яреми, които служат за затваряне на магнитната система. Като правило яремите не носят намотки.

Проучванията показват, че в световната практика се среща голямо разнообразие на конструкции на магнитопроводи за силови и специални силови трансформатори. Изборът на една или друга конструкция зависи от това на какво ниво е трансформаторното производство, какъв тип електротехническа стомана се използва в производството, какви са технико-икономическите условия и ограниченията, които се налагат от транспорта по отношение на габаритните размери на съответния трансформатор.

При електропещните трансформатори са намерили приложение две основни схеми:

- с ядрен тип и концентрични намотки;
- с мантиен тип и редуващи се намотки.

През последните години, с усъвършенстване на трансформаторното производство, повечето от електропещните трансформатори се изпълняват като ядрен тип с концентрични намотки, предвид на по-опростената им конструкция. При това формата на сечението на ядрото се намира във връзка с типа на намотките. Най-често се използват намотки с кръгло сечение. Ядрото се изпълнява от стоманени пластини, които се подреждат подходящо, за да се получи желаната форма на напречното сечение. При концентричните намотки, напречното сечение е вписано в окръжност, като може да има стъпаловидна форма близка до окръжността или напречно сечение с кръгла форма. Последното не е намерило приложение, тъй като се изработва много трудно.

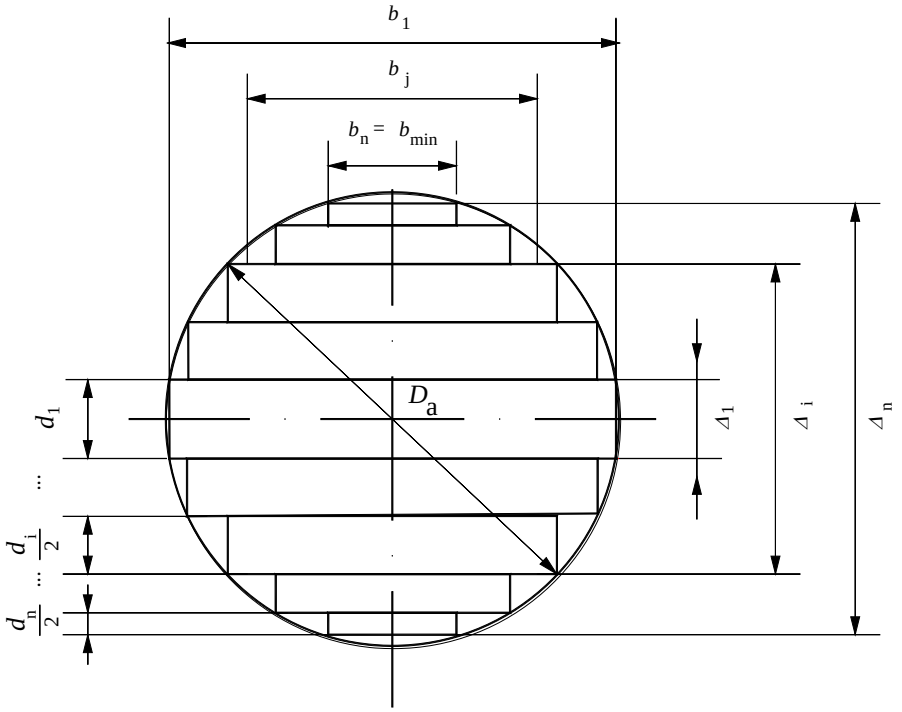
Магнитопроводът се изработва от пластини от електротехническа стомана с подходяща обработка и дебелина. Пластините се подреждат така, че да се получи необходимата форма на сечението на магнитопровода. Използват се пластини с правоъгълна форма и пластини с коса снадка (най-често под ъгъл 45^0). Последните се използват при магнитопроводи изпълнени от студено валцувана стомана.

Пластините се преплитат (шихтоват) по специална схема така, че да не се получи непрекъсната снадка в някое напречно сечение на магнитопровода. По този начин се получава припокриване на немагнитните снадки от плътни магнитни участъци. Целта е само малка част от линиите на магнитната индукция да преминават през немагнитни междини. При този тип магнитопроводи се получават магнитни конструкции с малък ток на празен ход.

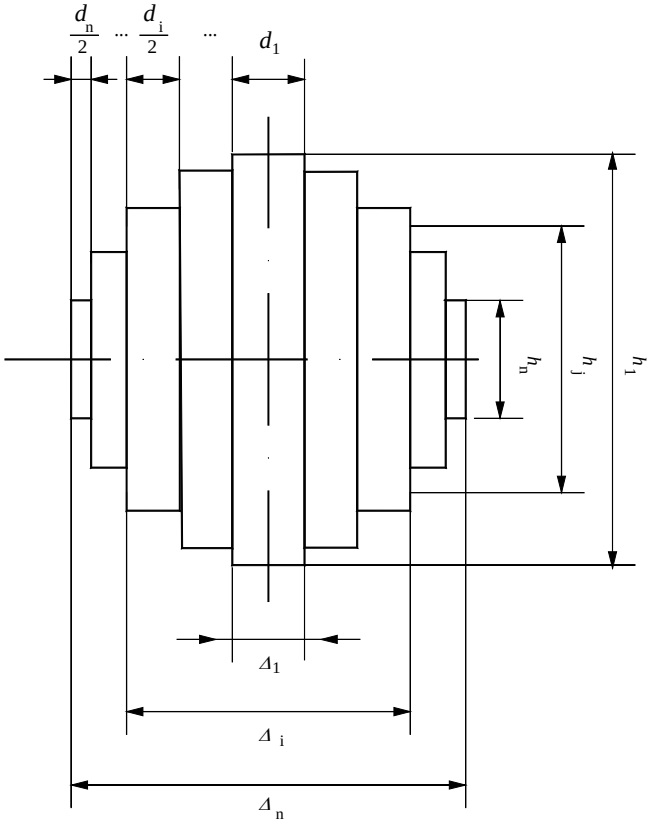
На фиг.1 е показано напречно сечение на ядро на магнитопровод с форма на вписана в окръжност симетрична стъпаловидна фигура, а на фиг.2 – напречното сечение на ярем. В случаите, когато технологията на изработването позволява, сечението на ярема повтаря формата на сечението на ядрото.

Всички електропещни трансформатори, независимо от тяхната мощност, се изпълняват от висококачествена студеновалцувана електротехническа стомана без щанцовани отвори в пластините, т.е. използва се безшпилково притягане. При това положение ядрата се притягат с помощта на специални бандажи, които се поставят на определено разстояние един от друг по височината на магни-

топровода, така че да се получи равномерно притягане във всичките му части. Използваните бандажи са така конструирани, че не се получава накъсо съединена навивка около ядрото. Този начин на притягане



Фиг.1. Напречно сечение на ядро на магнитопровод – стъпаловидна форма



Фиг.2. Напречно сечение на ярем на магнитопровод – стъпаловидна форма води до ограничение на ширината на най-тясната пластина от стъпаловидното сечение.

Вижда се, че от целесъобразно избрания тип магнитна ситема, от качеството на материала и правилното оразмеряване на елементите й, зависят редица важни технико-икономически показатели на трансформатора (загуби на празен ход, габаритни размери и др.).

В настоящата работа се разглежда само въпроса с изчисляването на магнитопровода на трансформатори, захранващи електродъгови пещи.

2. АЛГОРИТЪМ ЗА АВТОМАТИЗИРАНО ОПРЕДЕЛЯНЕ НА РАЗМЕРИТЕ НА ПЛАСТИНИТЕ НА МАГНИТОПРОВОДА НА ТРАНСФОРМАТОРА

Приема се, че останалите електромагнитни параметри (магнитна индукция, плътност на тока в намотките, навивково напрежение, загуби на празен ход и късо съединение) и главните размери на трансформатора са известни.

От фиг.1 става ясно, че сечението на ядрото на магнитопровода е дефинирано от диаметъра на окръжността, в която се вписва стъпаловидната фигура, от броя на стъпалата и от дебелините на отделните степени (пакети). Следователно, задачата за оптимално оразмеряване на сечението на ядрото на магнитопровода се състои в определяне на ширините на пластините и дебелините на пакетите. По този начин се осигурява максимално активно сечение на ядрото при известен диаметър на окръжността (ядрото) и съответен брой стъпала.

В повечето случаи броят на стъпалата не е зададен и конструкторът трябва сам да вземе решение, базирайки се на своя практически опит и използваните притегателни елементи.

В други случаи, съществуват ограничения, наложени от технологията на рязане на електротехническата стомана, което води до задаване на минималната ширина на най-тясната пластина (това е свързано с наличните машини за косо рязане, които не са пригодени за много тесни пластини или пък съшествува ограничение от начина на безшпилковото притягане, което изисква крайната степен на ядрото да е по-широка).

Вижда се, че задачата за оптимално оразмеряване на сечението на ядрото на магнитопровода може да става при две постановки, съответно свързани с наличие или липса на ограничение на ширината на най-тясната пластина.

Ако пластините са оразмерени така, че се получава максимално сечение на геометричната фигура, вписана в окръжността с диаметър на ядрото, то може да се приеме, че те са с оптимални размери.

Въпросът с оптималните размери на пластините на магнитопровода е решен още през първата половина на миналия век [1], [5]. В [1] авторът решава система от n уравнения с n неизвестни. При това, броят на уравненията е равен на степените на геометричната фигура. Получената система е решена графо-аналитично, което отнесено към съвременната реалност, изискваща вземане на бързи решения при изготвяне на офертни дейности, е доста времепоглъщащо и неподходящо като решение. Освен това, неизвестните величини са ъгли, чрез които се

определя сечението на геометричната фигура и при решението се използват тригонометрични зависимости между тях.

В [6] се споменава за автоматизирано проектиране на пластините, но няма подробна информация какво точно се автоматизира и как се прави това.

В [3] са дадени аналитични изрази за ширините на пластините на магнитопровода, изразени в относителни единици (в части от диаметъра на ядрото). Стойностите им се изменят в граници от 0 до 1:

$$\left|\begin{array}{l} b_2 = \dfrac{2b_1^2 - 1}{b_1} \\ b_3 = \dfrac{2b_2^2 - 1 + \sqrt{\left(1 - b_1^2\right)\left(1 - b_2^2\right)}}{b_2} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ b_i = \dfrac{2b_{i-1}^2 - 1 + \sqrt{\left(1 - b_{i-2}^2\right)\left(1 - b_{i-1}^2\right)}}{b_{i-1}} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ b_n = \dfrac{2b_{n-1}^2 - 1 + \sqrt{\left(1 - b_{n-2}^2\right)\left(1 - b_{n-1}^2\right)}}{b_{n-1}} \end{array}\right. \qquad (1)$$

Получената система може да се реши по два начина:

а) като се зададе ширината на първата пластина b_1 или

б) чрез последователни приближения с подходяща стъпка без ограничения.

Най-често се използва първият случай. Опитът показава, че ширината на първата пластина е с 5 – 10 mm по-малка от диаметъра на ядрото (данните са взети от произведени трансформатори в Република България). Следователно, само с едно – две приближения може да се определят оптималните ширини на пластините на магнитопровода. Ако се зададе и броя на стъпалата на сечението, вписано в окръжността, може да се съставят таблици за практическо приложение. Така при известни диаметър на ядрото и брой на съпалата проектантът може лесно да определи загубите на празен ход в магнитната система. Ако получената стойност за тези загуби се различава от зададените в условието, се избира друга нормализирана ширина на първата пластина и изчислителната процедура се повтаря. В техническата литература се споменава за машинно решение, но съответният алгоритъм и програма не са публикувани.

В настоящата работа система (1) е решена с помощта на програмния продукт Matlab.

При зададена ширина на първата пластина, съгласно (1) се определят ширините на останалите пластини. Получените стойности се сравняват с нормализираните такива, посочени в таблица1.

Общите дебелини на пакетите се определят по формулата

$$\Delta_i = \sqrt{D^2 - b_i^2}\,. \qquad (2)$$

Дебелината на пакетите по отделните стъпала се определя от фиг.1 като:

$$d_1 = \Delta_1;\;\; d_k = \Delta_k - \Delta_{k-1}, \qquad (3)$$

където: $k = 2, 3, \ldots.$

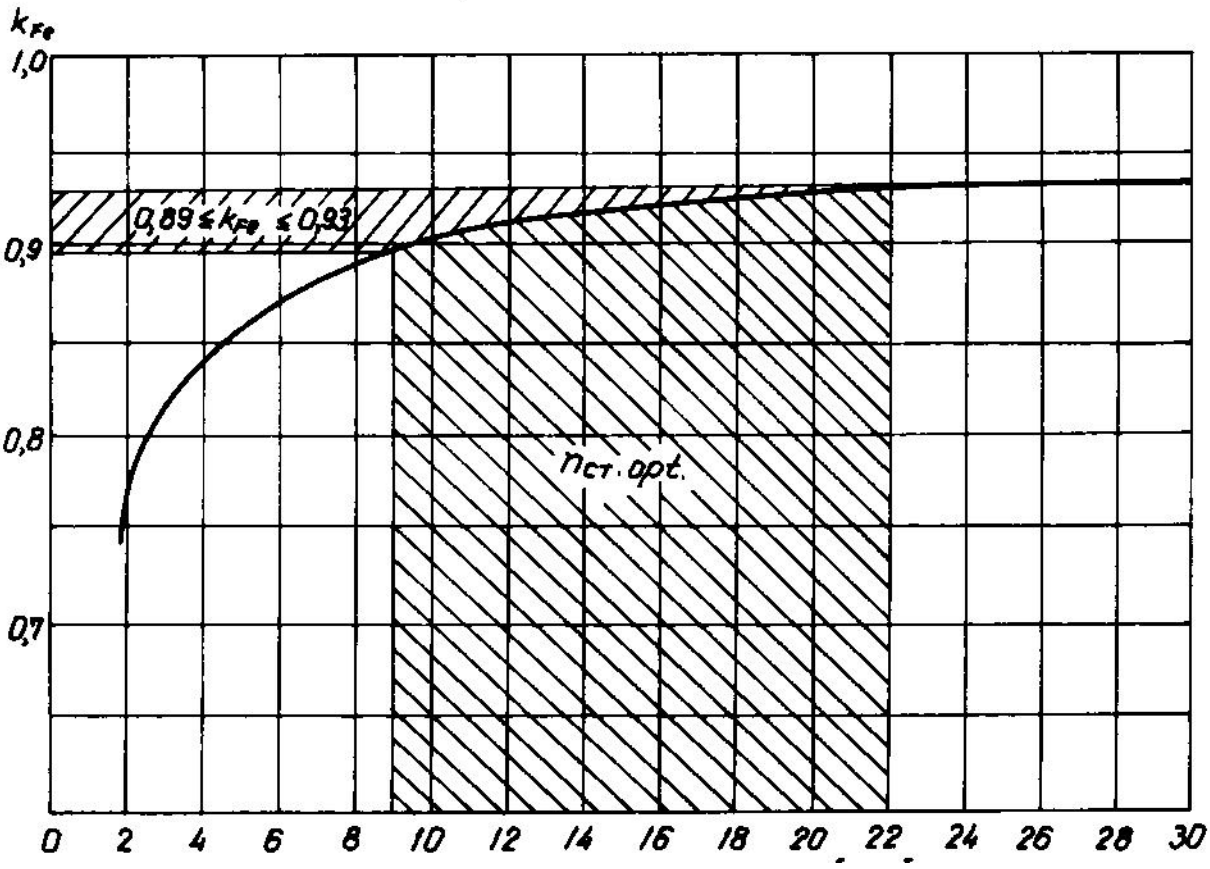
Активното сечение на ядрото се определя по формулата:

$$S_a = k_{Fe}\frac{\pi D^2}{4}, \qquad (4)$$

където k_{Fe} е коефициент на запълване със стомана.

Коефициентът на запълване зависи от броя на степените. Изследванията показват, че кривата на изменение на коефициента на запълване със стомана има "насищане". Това означава, че влиянието на крайните степени от фиг.1 е нищожно при голям брой стъпала на геометричната фигура.

На фиг.3 е показано изменението на коефициента на запълване със стомана от броя на степените.



Фиг.3. Изменение коефициента на запълване

От графиката става ясно, че при стъпала по-малко от 7 настъпва отдалечаване от оптималния вариант магнитна система. Проучванията показват, че при трансформатори с мощност до 5 MVA броят на степените варира 6 – 8 , но при тран-

сформатори с по-голяма мощност броят на степените може да достигне до 22 и повече [3], [4].

Щрихованото поле от фиг.3 определя оптималните граници за избор на броя на степените от сечението за диаметри на ядрата по-големи от 300 mm. При това изследванията показват, че коефициентът на запълване на ядрото варира много слабо около 0.90.

Геометричното сечение на ядрото на магнитопровода при изчислените ширини и дебелини на пластините е:

$$S_{геом} = b_1d_1 + b_2d_2 + \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

Получените резултати дават възможност за проверка съответствието на загубите на празен ход, зададени предварително от възложителя, с изчислените (в съответни граници, гарантирани от дадения стандарт). При несъответствие се пристъпва към нова процедура с друга ширина на най-широката пластина, съответстваща на нормализираните.

Нормализираните ширини на пластините на магнитопроводите, приети в Република България в mm [3], са посочени в Таблица 1.

Таблица 1

40	55	65	75	85	95	105	120	135	155
175	184	195	205	215	220	230	242,5	250	260
270	280	290	295	300	310	315	325	335	350
357,5	368	385	410	425	440	465	485	505	520
540	560	580	600	615	630	650	670	695	715

Нормализираните диаметри на ядрата на магнитопроводите, приети в Република България в mm [3], са посочени в Таблица 2.

Таблица 2

80	90	100	110	125	140	160	180	200	220
240	260	280	300	320	340	360	380	400	420
450	480	500	530	560	600	630	670	710	720

3. ПРОГРАМНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА АЛГОРИТЪМ ЗА АВТОМАТИЗИРАНО ОПРЕДЕЛЯНЕ НА РАЗМЕРИТЕ НА ПЛАСТИНИТЕ НА МАГНИТОПРОВОДА НА ТРАНСФОРМАТОРА В СРЕДА НА Matlab

Програмата изисква като входни данни да се задават диаметъра на ядрото, размера на най-широката пластина и съответен коефициент на запълване на ядрото със стомана. Ширината на най-широката пластина трябва да отговаря на условието $b_1 < D$ (b_1 - ширина на първата пластина; D - диаметър на ядрото на трансформатора). С оглед да не се получи твърде малка дебелина на основната степен d_1 се въвежда ограничение $b_1/D < 1$.

Предложената програма за изчисление е следната:

```
% example2MVA.

% Input data
D=280; n=27; b1=270; b1=b1/D; k=0.95;

% Table values
btable=[40; 55; 65; 75; 85; 95; 105; 120; 135; 155; 175; 184; 195; 205; 215; 220; 230; 242.5; 250;
260; 270; 280; 290; 295; 300; 310; 315; 325; 335; 350];
bmin=min(btable);

% Solution
b=zeros(n,1);
b(1)=b1;

b2=(2*b1*b1-1)/b1; b(2)=b2;

for i=3:n
   bt1=2*b(i-1)*b(i-1)-1;
   bt2=(1-b(i-2)*b(i-2))*(1-b(i-1)*b(i-1)); bt2=sqrt(bt2);
   b(i)=(bt1+bt2)/b(i-1);
end

b=D*b;

nt=numel(btable);

for i=2:n

   for j=1:(nt-1)

      med=(btable(j)+btable(j+1))/2;
      if b(i)>btable(j)&b(i)<med
         b(i)=btable(j);
      elseif b(i)>med&b(i)<btable(j+1)
         b(i)=btable(j+1);
      end


   end

end


BB=[];
for i=1:n
   if b(i)>=bmin
      BB=[BB; b(i)];
   end
end

BB=BB
n=numel(BB);

delta=zeros(1,n);
for i=1:n
   dd=D*D-b(i)*b(i); delta(i)=sqrt(dd);
end
delta=delta';
```

```
d=delta(1);
for i=2:n
  dt(i)=delta(i)-delta(i-1); d=[d, dt(i)];
end

d=d; d=round(d)'


x=d.*BB; Sgeom=sum(x);
Sa=k*Sgeom

Scir=pi*D*D/4

errorS=Sa/Scir;
```

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С помощта на предложения алгоритъм и програмната реализация са изчислени ширините на пластините на ядрата на магнитопровода и съответните дебелини на пакетите за реален електропещен трансформатор с мощност 2MVA.

Получените резултати са дадени в Таблица 3. Те не се различават от резултатите получени при ръчно пресмятане.

Таблица 3

Произведен в Република България трансформатор 2MVA за Унгария		
$n_{opt} = 7$		
$b_1 = 270$ mm	$d_1 = 74$ mm	$\kappa_{сеч.} = 0.95$ $S_a = 54331$ mm^2
$b_2 = 250$ mm	$d_2 = 52$ mm	
$b_3 = 220$ mm	$d_3 = 47$ mm	
$b_4 = 195$ mm	$d_4 = 28$ mm	
$b_5 = 155$ mm	$d_5 = 32$ mm	
$b_6 = 105$ mm	$d_6 = 26$ mm	
$b_7 = 40$ mm	$d_7 = 18$ mm	
$D = 280$ mm $\Rightarrow$ $S_{кр.} = \frac{\pi D^2}{4} = 61575$ mm^2		

Така предложените алгоритъм и програмна реализация дават възможност на конструктора-проектант много бързо да вземе решение при подготовка на офертни дейности. Освен това, за кратко време могат да се направят различни варианти, които да са в границите на посочените на фиг.3 коефициент на запълване със стомана и съответен брой стъпала.

5. ЛИТЕРАТУРА

[1] Булгаков Н.И. ***Расчет трансформаторов***, ГЭИ, М., 1950.

[2] Васютинский С.Б. ***Вопросы теории и расчета трансформаторов.***Энергия, Л., 1970.

[3] Дачев А., К.Михнев, Т.Янков, Р.Дачева. ***Трансформатори.Избрани въпроси от теорията и проектирането.***Техника, София, 1982.

[4] Аншин В.Ш., А.Г. Крайз, В.Г.Мейксон. ***Трансформаторы для промыш - ленных электропечей.*** Москва, Энергоиздат, 1982.

[5] Петров Г.Н. ***Электрические машины. Введение.Трансформаторы.*** ГЭИ, Москва – Ленинград, 1956.

[6] Ráducan I.,Toma Gh., Florian H. ***Automatic calculus of the three winding transformer***. Comunicári Tehnice Electroputere. Romanian, 1984.

Автори: Кирил Стойков, гл. ас., катедра Обща Електротехника, Факултет Автоматика; Технически Университет София *email: k_stoykov@tu-sofia.bg*, Симона Петракиева, доц. д-р, катедра Теоретична Електротехника, Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: petrakievas@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Доц. д-р Ст. Гунински

ТЕХНИКО-ИКОНОМИЧЕСКИ ПОКАЗАТЕЛИ ЗА ОЦЕНЯВАНЕ ФУНКЦИОНАЛНОСТТА НА СИЛОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ

Николина Петкова, Камелия Стоянова, Мария Кънева

Резюме: *В статията са описани някои от начините за определяне на състоянието на силовите трансформатори. Въз основа на направения анализ на изследвания обект, след неговата диагностика и технико-икономическа оценка, се определят размера и възможността за възстановяване на вложените разходи. В доклада са разгледани предимства на ремонтирани, в сравнение с инсталирани нови силови трансформатори.*
Ключови думи: *силови трансформатори, ремонт, подмяна, диагностика.*

TECHNICAL AND ECONOMICAL INDICATORS FOR FUNCTIONALITY ASSESSMENT OF POWER TRANSFORMERS

Nikolina Petkova, Kamelia Stoyanova, Maria Kaneva

Abstract: *In this paper, some ways of determining power transformers condition, are presented. Technical and economical assessment of the object is based on its diagnostics. The analysis itself determines the costs and the opportunity to recoup them. In the paper, some examples of profitability of repaired power transformers against new unit are given.*
Keywords: *power transformers, repair, replacement, diagnostics.*

1. 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години се обръща голямо значение на състоянието и продължителността на живот на съществуващото оборудване в подстанциите, в това число и на силовите трансформатори. Наблюдава се нарастващ интерес към начина им на работа, отказите и повредите им за последните няколко години и причините за това, а така също и до какви приходи и разходи води текущата им работа.

Целта на настоящата разработка е да се разгледат техническите и икономически показатели за оценяване на силовите трансформатори и връзката между тях.

2. КОМПЛЕКСНО ВЪЗДЕЙСТВИЕ НА ТЕХНИЧЕСКИ И ИКОНОМИЧЕСКИ ФАКТОРИ

На практика, процесът на вземане на решение за състоянието на силов трансформатор се повлиява от технически и икономически фактори, които са взаимосвързани.

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Техническите параметри, които влияят върху икономическите фактори, позволяват да се изготви технико-икономически анализ за наблюдаваното съоръжение. Като резултат от този анализ се изготвят два варианта, а именно ремонт на съществуващият трансформатор или закупуването и подмяната му с нов.
Спорен е въпросът кой от двата подхода е по-целесъобразен. Според някои литературни източници [2, 5, 7], по-печелившият вариант е замяна на стар трансформатор с нов, вместо неговото възстановяване. Този процес се прилага при разширена реконструкция или модернизация на подстанцията. Важни фактори са коефициент на готовност на трансформатора и влиянието на интензивността на повредите му.
Оценката на състоянието на силовите трансформатори се основава на диагностика, направена с или без изключване на трансформатора. Това изследване дава информация за неговата работа, която може да бъде нормална или да е необходимо допълнителното му обслужване. От голямо значение са повреди, възникнали в активната част на силовите трансформатори, т.е. в неговите бобини и магнитопровода. По-голямата част от тях се откриват и отстраняват по време на планови измервания и ремонти. Тези ремонти могат да се извършват и в специализирани сервизни лаборатории. Като цяло, такива недостатъци не са причинени от поддръжка, а от общото качество на силовите трансформатори и техните конструктивни и производствени недостатъци [6].
Според полски автори [7] и опитът им в оценяване на състоянието на силови трансформатори в Полша, трансформаторите се класифицират като годни за по-нататъшна нормална работа или такива, на които им е необходима допълнителна поддръжка. Диагностиката се извършва без необходимост от изключване на трансформатора [7].

3. ФАКТОР ЗА ГОТОВНОСТ НА РАБОТА НА ТРАНСФОРМАТОРА

В случай на изключване на трансформатор от електрическата мрежа за продължително време, от съществено значение е само периода от момента на изключване до момента, когато се вземе решение за по-нататъшно действие (например, основен ремонт, замяна, бракуване, и т.н.) [6]. При изчисляването на коефициента на готовност на трансформатора, се взимат под внимание както аварийните и планираните изключвания, пряко свързани със силовия трансформатор, така и външни причини, причиняващи изключването му.
Факторът за готовност на работа на трансформатора P_t се изчислява по следната формула:

$$P_t = 1 - \frac{\sum t_{off}}{T_u \sum L_t} \qquad (1)$$

където:

$\sum t_{off}$ – общото време на изключване – извънредни и планирани, часове;

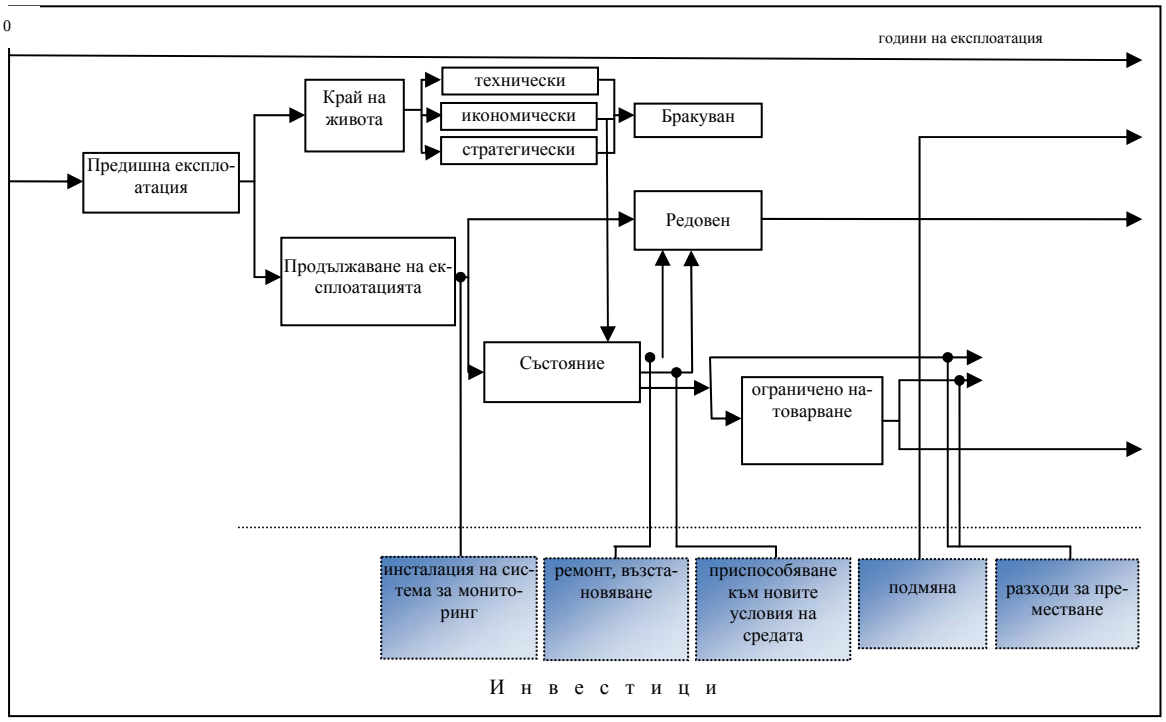
$\sum L_t$ – общ брой силови трансформатори;

T_u – общ брой часове за периода, за който се изчислява фактора, часове.

Честите, малки повреди на токовите и напреженовите измервателни трансформатори не са от особена важност за статистическата оценка.
За тях се препоръчва ремонт на място. Смята се, че общата стойност на ремонтът на място е до 10 - 15% от разходите за същия ремонт в сервиз. Също така един от решаващите фактори е разликата във времето за ремонта в сервиз и това на място. Прилаганите правила при инспекции и поправки на място са посочени в [1].
Усилията на експлоатационният персонал са съсредоточени върху бърз, ефективен и по възможност евтин ремонт.

4. ПРЕИМУЩЕСТВО НА ВЪЗСТАНОВЕН ПРЕД НОВ ТРАНСФОРМАТОР

Икономическите фактори са от голямо значение при вземането на решение за реинвестиране по време на работа на трансформатора - фиг.1 [7].



Фиг. 1. *Възможни варианти за поддръжка на стар трансформатор и свързаните инвестиции* [7]

Икономическата оценка трябва да включва не само разходите от загуби и поддръжка, но също и риска от прекъсване с всички финансови последици (преинсталиране, транспорт, помощно оборудване, изгубени приходи от продажби, споразумение за по-скъпо снабдяване и т.н.), риск от замърсяване на околната среда, риск за възникване на повреда по време на транспорт и т.н. Икономическа оценка може да се направи чрез прилагане на (2) [1, 2].
Тя дава среден годишен дисконтиран разход за посочената година и представя капиталовите разходи и разходите за поддръжка по време на приетия период от *"N"* години от момента на изчисляване, т.е. от момента на избор на опция: ремонт или подмяна.

$$CR = C_R + (\Delta P_0 + f^2 \Delta P_{CU}) 8760 k_j \frac{(1+p)^N - 1}{p(1+p)^N} + \\ + K_{inw} \frac{1}{(1+p)^n} + P_{end} P_n f k_{nen} 0760 \frac{(1+p)^N - 1}{p(1+p)^N} + \\ + K_{ma} \frac{(1+p)^N - 1}{p(1+p)^N} - K_{scr} \frac{1}{(1+p)^n} \quad (2)$$

където:

CR – разходи за подмяна или ремонт;

C_R - общата стойност на разходите за подмяна или ремонт, включително транспорт и монтаж;

ΔP_0, ΔP_{CU}– загуби при празен ход и натоварване на трансформатора;

f – средно претеглено натоварване на трансформатора, отнесено към неговата номинална мощност;

Pn – номиналната мощност на трансформатора;

kj – цена за 1 kWh ел. енергия, необходима за покриване на загуби при празен ход и при натоварване;

knen – цена за 1 kWh ел. енергия, която не е доставена;

p – среден лихвен процент за очаквания период от време;

N – очакван живот на ремонтирания или подменен трансформатор;

n - брой години, след които ремонтирания или подменен трансформатор ще бъде заменен с друг;

Kinw – разходи за закупуване на нов трансформатор или разходи на ремонтиране на друг, който трябва да замени инсталирания след „n”години;

Pend – недоставена ел. енергия;

Kma – средни годишни разходи за поддръжка;

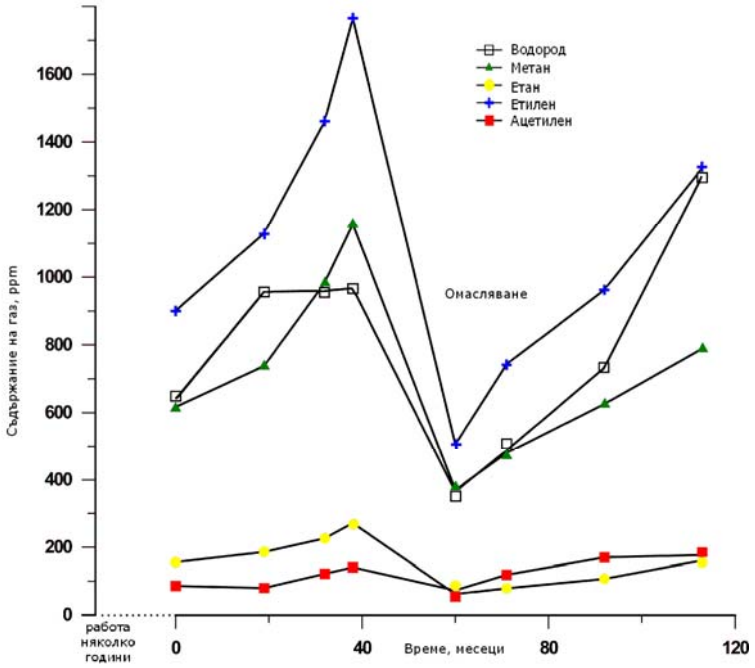
Kscr – остатъчната стойност на повредения трансформатор.

В случай на подмяна на стария с нов трансформатор, коефициентът *Kinw* се пропуска - така също и целият член, в който той участва. Вземането на решение дали да се подмени или да се ремонтира силовия трансформатор е много специфично и конкретно за всеки изследван обект.

5. ДИАГНОСТИКА НА КОМПЛЕКСНА ПОВРЕДА НА СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ

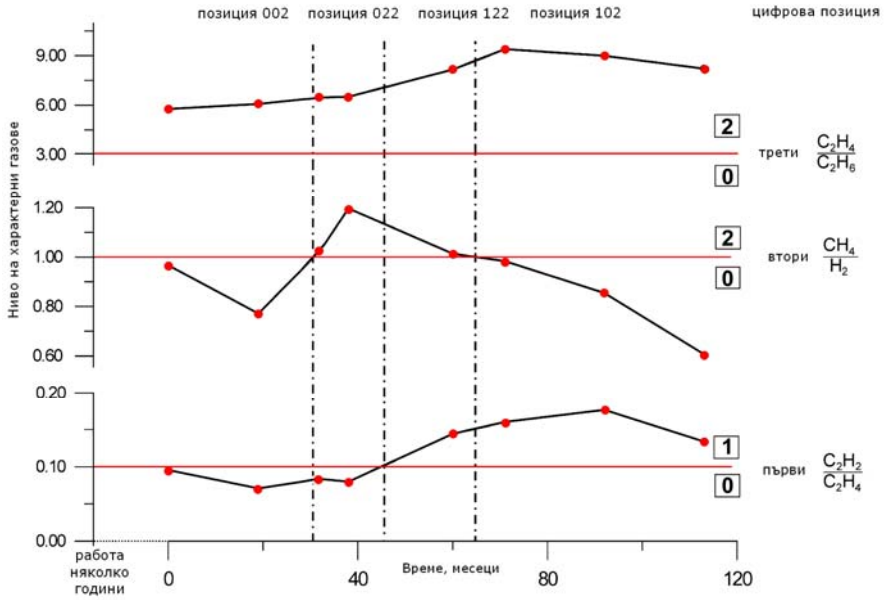
Оценката на състоянието на силов трансформатор се основава на направена преди това диагностика [3,5], като се започва с външен оглед и проверка на трансформатора. Изпитват се физични и химични свойства на маслото. Това се извършва без необходимост от изключване на трансформатора. Отразената на фиг.2 скала за гранични стойности на концентрацията на ключови газове и техния темп на нарастване спомага да се открие, да се разпознае и да се локализира повредата за да се вземе решение, по отношение на допълнителна работа на трансформатора. Често решението е компютърно подпомогнато [4].

При рутинна процедура за откриване и локализиране на дефекти, които нарушават работата на трансформатора, персоналът може да бъде заблуден. Това се случва при регистриране на нетипични едновременни повреди, настъпили поради различни причини. След няколко години на нормална работа на автотрансформатор 160/160/50 MVA, 230/120/16.6 кW се забелязва повишаване границите на концентрация на включените в маслото газове [7].



Фиг. 2. *Концентрация на газове в трансформаторното масло при работа на автотрансформатор160/160/50 MVA [7]*

На фиг.3 е отразена промяната на позиции при работата на автотрансформатор.



Фиг. 3. *Промяна на позиции при работата на автотрансформатор 160/160/50 MVA [7]*

От графиките се констатират промени в три позиции за периода на работа [7]. Те илюстрират различни появи на дефекти. Правилна оценка на състоянието е трудно да бъде направена.

Характерът на дефект за позиция 002 не е ясен. При следващата позиция на графиката се наблюдава повишаване на концентрацията на газ, с доминиращ характер на етилен. Съмнението е за прегряване. Взето е решение да бъде направено омасляване на трансформатора. Един месец след обработката, съдържа-

нието на газове продължава да се повишава без видими следи от "стандартен" дефект. Накрая бе решено да се направи вътрешна проверка [7].
От получените резултати са установени повреди на изолацията на болтове, които притискат горната скоба на ядрото с очевидни петна от прегряване, отказ от основните потенциални резистори и изтичане на масло от прекъсвача на извода към главния резервоар.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оценката на състоянието и работата на силовите трансформатори е сложен процес, които се основава на направена точна диагностика, икономически целесъобразен анализ и експертна техническа поддръжка. Спорен е въпросът кое е повярното решение - ремонт на съществуващ трансформатор или замяната му с нов. За целта се изготвя технико-икономически анализ за изследвания обект и се прилага за възможно най-кратко време.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Domżalski T., Kaźmierski M., Kozłowski M., Olech W. (1994), ***Repair on site of EHV transformers in the Polish grid***, CIGRE 1994, Rep. 12, 202.
[2] Gladys H., Sobocki R. (2001), ***Optimisation of selection of an option: refurbishment versus replacement of large network transformers from cost point of view***, Proceedings of Conference "Optimisation in Power Engineering", Jachranka, Poland,
[3] Kaźmierski M., Sobocki R., Olech W.(1998), ***Selected elements of life management of large power transformers a Polish experience***, CIGRE, Rep. 12, 203.
[4] Kaźmierski M., Kersz I., Sobocki R. (2001), ***Condition Assessment of Transformer Population by Means of DODGA Package***, Proceedings of International Conference on Power Transformers, Transformer 01, Bydgoszcz, Sept. 05. 07. 2001, Polish
[5] Maintenance Manual of Power Transformers, Energopomiar, Elektryka, Gliwice 2001.
[6] Sobocki R. (2001), ***Assessment of power transformer failure rate in Polish Power Grid Company as a factor of reliability and continuity of supply***, CIGRE, SC12 Colloquium, Dublin.
[7] Sobocki R., Kaźmierski M., Olech W. (2002), ***Technical and economic assessment of power transformers, the Polish practice***, CIGRE, 21, rue d'Artois, F-75008 Paris

Автори: Николина Петкова, гл. ас. - катедра „Теоретична електротехника", Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: npetkova@tu-sofia.bg*; Камелия Стоянова, инж. - катедра „Теоретична електротехника", Факултет Автоматика; Технически Университет София, *email: k_stoyanova@tu-sofia.bg*; Мария Кънева, доц, д-р - катедра „ Електроенергетика", Технически Университет София; *email: mkaneva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Доц. дтн Станимир Вичев

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЕРИГА С ЕДИН МЕМРИСТОР И ИДЕАЛЕН ИЗТОЧНИК НА СИНУСОИДАЛНО НАПРЕЖЕНИЕ

Стоян Кирилов, Валери Младенов

***Резюме**: В настоящия материал е направена литературна справка и са дадени основните исторически сведения за мемристора, свързани с изобретяването му от Уилямс. Описани са устройството, принципа на действие и физическите процеси на титаново-диоксидния мемристор. Изведени са основните формули, с помощта на които е извършена компютърна симулация. Въз основа на получените резултати в графичен вид са направени някои основни изводи за свойствата и приложението на мемристорните вериги в компютърните памети и в електрониката.*

***Ключови думи**: мемристор, памет, компютърна симулация.*

ANALYSIS OF A CIRCUIT WITH ONE MEMRISTOR AND IDEAL SOURCE OF SINE VOLTAGE

Stoyan Kirilov, Valeri Mladenov

***Abstract:** The work is detailed investigation of the history and development of the memristor, which is invented from Williams. The construction, the work and basis of the physical processes of the titanium-dioxide memristor, are described. The main formulae are shown. On this base, the computer simulation is made. The final results are presented graphically and some conclusions with respect to the properties and application of the memristors circuits in computer memories and electronics are completed.*

***Key words**: memristor, memory, computer simulation.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Мемристорът е предложен като нов основен двуполюсен електрически елемент от американския учен Леон Чуа през 1971 г. [1]. Наименованието на елемента произлиза от английското словосъчетание “memory resistor” и в превод означава “резистор с памет”. Това се дължи на факта, че мемристорът проявява свойство да “запаметява” последната стойност на съпротивлението си при прекъсване на електродвижещите източници. Първоначално той не е съществувал като самостоятелен елемент, но е бил прогнозиран и моделиран чрез подходящо съединение на нелинеен резистор и четириполюсник, базиран на зависими източници на напрежение и ток [1]. Осъществена е функционална нелинейна зависимост

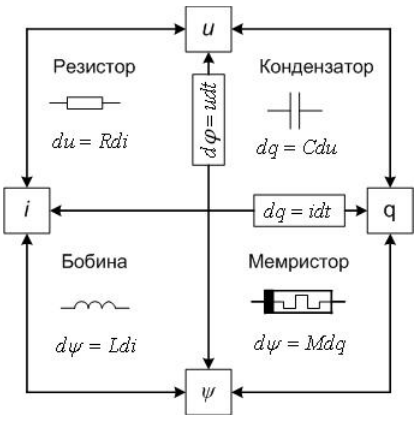
© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

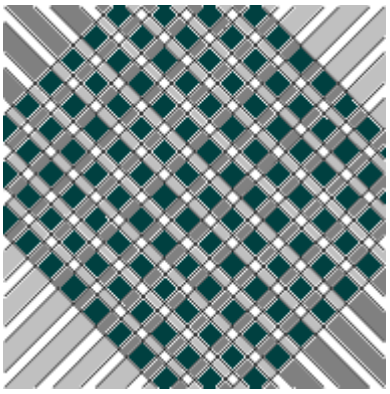
между електрическия заряд $q(t)$ и магнитния поток $\psi(t)$, с което се постига завършеност на зависимостите между четирите основни електрически величини. Всъщност, величината $\psi(t)$ е получена не подобно на физическия магнитен поток при бобината, а като интеграл на напрежението на мемристора по отношение на времето [4, 6]. Поради невъзможността да бъде реализиран физически, мемристорът потъва в забвение за около 37 години. През 2008 г. екип от фирма "Хюлет Пакард" начело със Станли Уилямс изобретяват физически прототип на мемристор на основата на титанов диоксид [2, 7]. Наричан е още "мемристор на Уилямс" и ще бъде обект на разглеждане в настоящата статия. В литературата се срещат и други разновидности на мемристори – полимерни, манганови мемристорни системи, мемристори, основани на спина на електроните, и др. [4].

2. МЕМРИСТОРЪТ – ЧЕТВЪРТИЯТ ОСНОВЕН НЕЛИНЕЕН ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ЕЛЕМЕНТ

На фиг.1 са представени схематично четирите основни електрически величини и зависимостите между тях. В зависимостта между напрежението и тока участва съпротивлението R като коефициент на пропорционалност. При кондензатора напрежението и заряда са свързани посредством капацитета C. Магнитният поток ψ се изразява при бобината чрез тока i и коефициента на самоиндуктивност L. Мемристорът затваря цикъла на основните зависимости, давайки взаимовръзката между магнитния поток и заряда. Коефициентът на пропорционалност M има същата димензия, както размерността на съпротивлението – Ω. [1, 2, 4]. Връзките между тока i и заряда q, както и между напрежението u и магнитния поток ψ се изразяват чрез диференциране спрямо времето t в съответствие с дефиниционните си изрази.



Фигура 1. Основни зависимости между базовите електрически величини и елементи

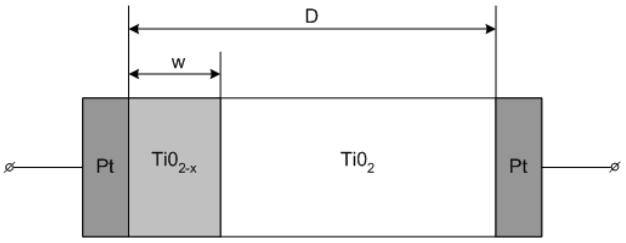


Фигура 2. Схематично изображение на мемристорна матрица, получена при кръстосване на шини с широчина 50 nm

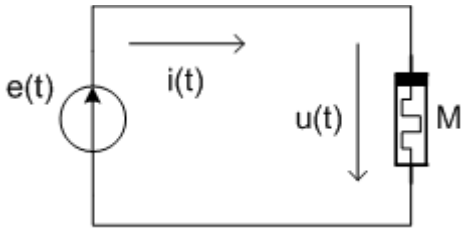
3. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА МЕМРИСТОРА

Мемристорът, предложен от екипа на фирма HP, е получен чрез използване на нанотехнология на кръстосване на шини от титан или платина с наноразмери с междинен слой от легиран титанов диоксид. На фиг.2 е показана схема на мемристорна матрица [4, 7].

На фиг.3 е представен схематично описваният мемристор [2, 4]. Между платиновите шини е разположен слой от титанов диоксид, съставен от два подслоя. Първият подслой е легиран с кислородни ваканции и има приблизителна химическа формула TiO_{2-x}, където $x \approx 0.03$. Този слой има сравнително малко специфично електрическо съпротивление. Другата зона е от чист титанов диоксид и има голямо специфично електрическо съпротивление.



Фигура 3. Схема на титаново-диоксиден мемристор



Фигура 4. Верига с идеален източник на напрежение и един мемристорен елемент

Ширината на легирания участък е означена с *w*, а ширината на целия мемристор – с *D*. В разглеждания случай първоначалната дължина на легирания участък е w=1 *nm*, а D=10 *nm*. Основен параметър на полупроводниковата зона е средната стойност на йонната подвижност на кислородните ваканции μ_v. При разглеждания мемристор тя има стойност μ_v=1.10^{-14} $m^2/(V.s)$. При прилагане на напрежение започва движение на кислородните ваканции. Когато потенциалът на електрода, свързан към легирания слой, е положителен, кислородните ваканции започват да се движат към другия електрод. Зарядите преминават в подслоя от чист титанов диоксид, при което пълното електрическо съпротивление намалява. Ако в определен момент се прекъсне източника на напрежение, токът спира, но зарядите на кислородните ваканции остават обхванати във втория подслой. По този начин мемристорът запазва последната стойност на съпротивлението си, която е имал преди спирането на тока. Ако отново се приложи напрежение в същата посока до пълното насищане на обема на мемристора със заряди, мемристорът достига “отпушено” състояние с минимално съпротивление R_{ON}. При разглеждания мемристор R_{ON} = 100 Ω. Ако отново се приложи напрежение, но в обратна посока, кислородните ваканции се връщат частично в първия подслой, а пълното съпротивление на елемента се увеличава. Оттук следва, че електрическото съпротивление на мемристора намалява или се увеличава в зависимост от посоката на приложеното напрежение и продължителността на неговото прилагане. При пълното преместване на зарядите в първоначално легирания слой мемристорът достига “запушено” състояние с максимално съпротивление, което в случая е $R_{OFF} = 16\,k\Omega$. При преместване на границата между подслоевете в крайно ляво, съответно крайно дясно положение, мемристорът губи своята нелинейност. При различни прототипи на мемристора на Уилямс йонната подвижност и размерът на полупроводниковата зона остават постоянни и засега с единствени практически реализирани стойности. Могат да се променят само съпротивленията R_{ON} и R_{OFF}. [2, 4, 5].

4. ФИЗИЧЕСКИ ЗАВИСИМОСТИ ПРИ МЕМРИСТОРА НА УИЛЯМС

На фиг.4 е представена схемата на изследваната мемристорна верига. Използван е източник на синусоидално напрежение с параметри: $u_m = 1V$, $\omega = 3\,rad/s$ и $\psi_u = 30^o$.

Формула (1) изразява моментната стойност на напрежението на източника. Чрез формула (2) е изразен магнитният поток.

$$u(t) = e(t) = u_m \sin(\omega t + \psi_u) \tag{1}$$

$$\psi(t) = \int_0^t u(t)dt = \int_0^t u_m \sin(\omega t + \psi_u)dt = \frac{u_m}{\omega}\left[\cos\psi_u - \cos(\omega t + \psi_u)\right] \tag{2}$$

Използваният модел на мемристор е подробно описан в [2, 4]. Основните зависимости, получени от екипа на "Хюлет-Пакард" през 2008 г. за описания мемристор, са формулирани в (3) и (4). Те се основават на подробно изучаване и описване на физическите процеси в титаново-диоксидния мемристор.

$$u(t) = \left(R_{ON}\frac{w(t)}{D} + R_{OFF}\left(1 - \frac{w(t)}{D}\right)\right) i(t) \tag{3}$$

$$\frac{dw(t)}{dt} = \mu_v \frac{R_{ON}}{D} i(t) \tag{4}$$

Формула (3) е изведена въз основа на допускането, че легирания и нелегирания участък на мемристора са свързани последователно.

След интегриране на формула (4) спрямо времето се получава:

$$w(t) = \mu_v \frac{R_{ON}}{D} q(t) \tag{5}$$

При заместване на *q(t)* във формула (5) с количеството заряд Q_D, необходим за придвижване на границата между двете зони в крайно дясно положение, се получава:

$$Q_D = \frac{D^2}{\mu_v R_{ON}}. \tag{6}$$

Скоростта на придвижване на границата между двете зони се изразява като производна на дължината на легирания участък спрямо времето:

$$v_0(t) = \frac{dw(t)}{dt}. \tag{7}$$

Ако с *x(t)* се означи отношението на дължината на легирания участък *w(t)* в дадения момент към цялата дължина на мемристорния елемент *D* (нормираната дължина на легирания участък), то

$$x(t) = \frac{w(t)}{D} = \frac{q(t)}{Q_D}. \tag{8}$$

След заместване на (5) в (3) се получава:

$$M(q) = R_{OFF}\left(1 - \frac{\mu_v R_{ON}}{D^2} q(t)\right) = R_{OFF}\left(1 - \frac{q(t)}{Q_D}\right). \tag{9}$$

Величината M_0 изразява стойността на коефициента M при първоначалното "запушено" състояние на мемристора. Отношението на R_{OFF} и R_{ON} е: $r = R_{OFF} / R_{ON}$. Като се има предвид приблизителното равенство $\Delta R = R_{OFF} - R_{ON} \approx R_{OFF} \approx M_0$ и след преобразуване на (3) се получава зависимостта на заряда $q(t)$ от магнитния поток $\psi(t)$, като:

$$q(t) = Q_D\left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{Q_D R_{OFF}}\psi(t)}\right). \tag{10}$$

Чрез аналогично преобразуване на формули (8) и (10) се получава зависимостта на величината $x(t)$ от $\psi(t)$

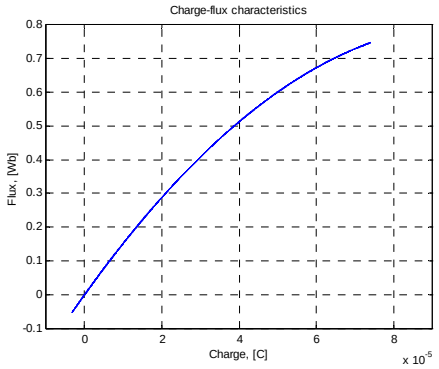
$$x(t) = 1 - \sqrt{1 - \frac{2\mu_D}{rD^2}\psi(t)}. \tag{11}$$

Токът се изразява посредством диференциране на уравнение (10):

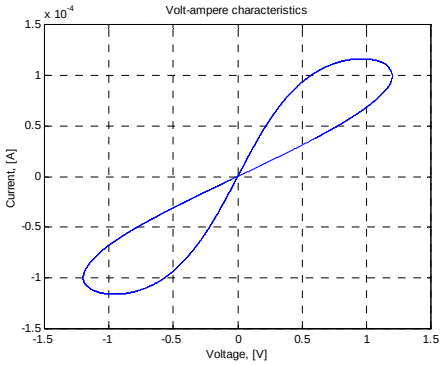
$$i(t) = \frac{u(t)}{R_{OFF}\sqrt{1 - \frac{2\mu_D}{rD^2}\psi(t)}}. \tag{12}$$

5. РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАЦИЯТА НА ВЕРИГА С ЕДИН МЕМРИСТОР

За изследване на веригата, представена на фиг.4, са използвани формули (10), (11) и (12). На тяхна основа е съставена програма на MATLAB и е извършена симулация на поведението на мемристора при синусоидално входно напрежение [3]. Получените графични зависимости са дадени на следващите фигури. На фиг.5 се наблюдава нелинейната зависимост между магнитния поток и заряда, като характеристиката се получава с "насищане" по магнитен поток. Волт-амперната характеристика от фиг.6 наподобява "усукан" хистерезисен цикъл. Получената характеристика е неоднозначна, като за една и съща стойност на напрежението се получават две различни стойности на тока. Характеристиката преминава през началото на координатната система. Кривата е разположена само в първи и трети квадрант и има симетричен профил спрямо координатното начало.

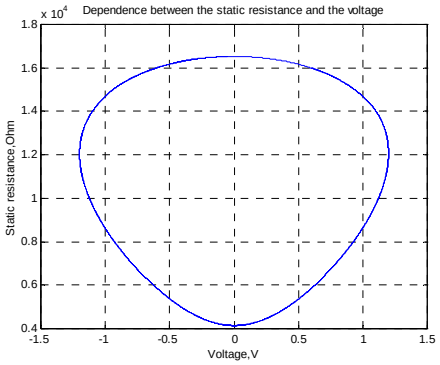


Фигура 5. Зависимост между магнитния поток и заряда при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$

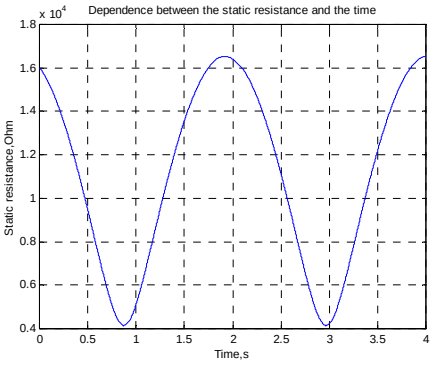


Фигура 6. Волт-амперна характеристика при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$

На фиг.7 и фиг.8 са представени зависимостите на статичното съпротивление на мемристора съответно от напрежението и времето.

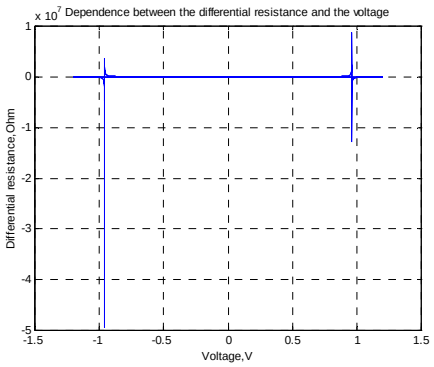


Фигура 7. Зависимост на статичното съпротивление на мемристора от напрежението при $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда $u_m = 1,2\ V$

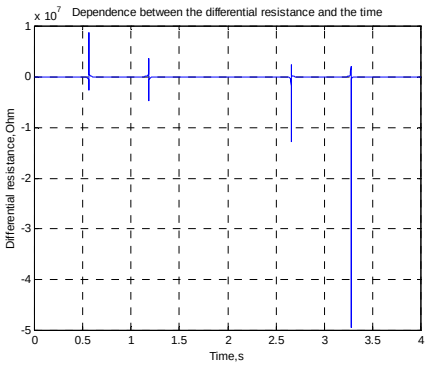


Фигура 8. Зависимост на статичното съпротивление на мемристора от времето при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

Характерно свойство на мемристора е, че в определени участъци от волт-амперната характеристика динамичното му съпротивление е отрицателно (напр. при u = [0,93÷1] V. Чрез диференциране на напрежението спрямо тока са получени зависимостите на динамичното съпротивление на мемристора от напрежението и времето. Те са представени на фиг.9 и фиг.10.



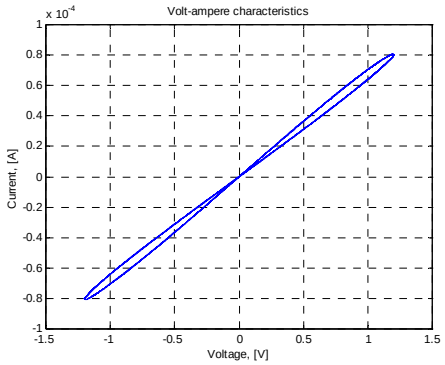
Фигура 9. Зависимост на динамичното съпротивление на мемристора от напрежението при $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$



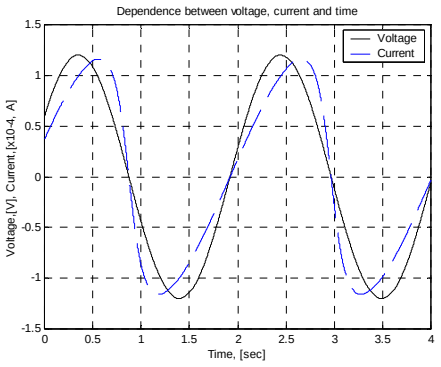
Фигура 10. Изменение на динамичното съпротивление на мемристора във времето при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

Отрицателното диференциално съпротивление е предпоставка за бъдещото приложение на мемристорни вериги в електронни схеми за генериране на електрически сигнали.

От фиг.11 се вижда, че при повишаване на честотата на напрежението хистерезисният цикъл се стеснява. Може да се установи, че при много високи честоти волт-амперната характеристика се доближава практически към права линия и мемристорът придобива характер на линеен резистор.



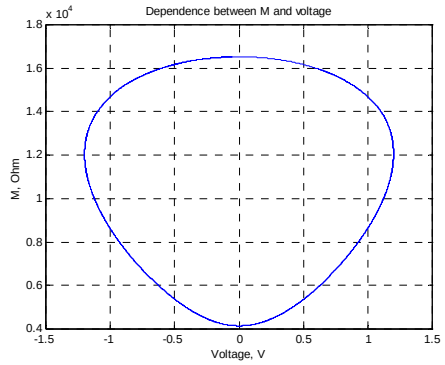
Фигура 11. Волт-амперна характеристика на мемристора при кръгова честота $\omega = 10\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$



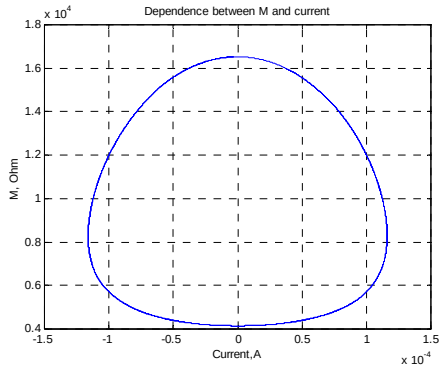
Фигура 12. Напрежението и тока на мемристора като функции на времето при $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$

На фиг.12 се наблюдава нелинейният характер на промяна на съпротивлението на мемристора, поради което кривата на тока се явява деформирана спрямо синусоидата на напрежението. Използван е подходящ мащаб на умножение на тока с коефициент 10 000, така че кривите на тока и напрежението да бъдат съизмерими по амплитуда.

Описаните дотук графични зависимости са подобни на тези в литература [2, 5, 6, 8]. На фиг.13 и фиг.14 са показани зависимостите на коефициента M от напрежението и тока.

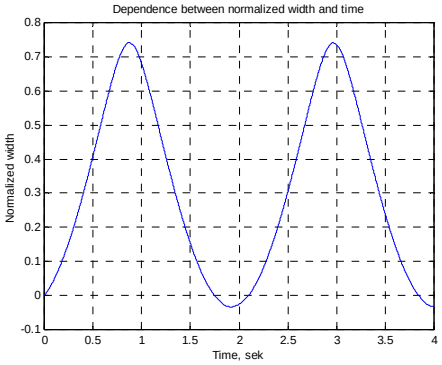


Фигура 13. Зависимост между коефициента M и напрежението при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$

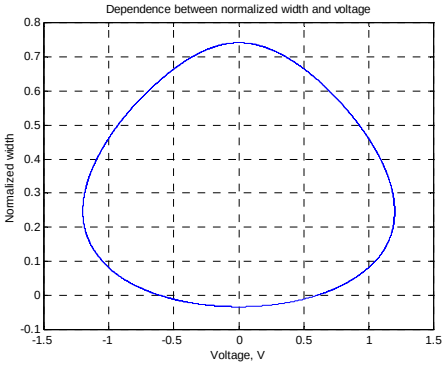


Фигура 14. Зависимост между коефициента M и тока при кръгова честота $\omega = 3\ rad/s$ и амплитуда на напрежението $u_m = 1,2\ V$

На фиг.15 може да се наблюдава изменението на вътрешното състояние на мемристора с течение на времето, описващо движението на границата между легирания и нелегирания полупроводников слой, и т. нар. нелинейно йонно отместване в крайните зони.

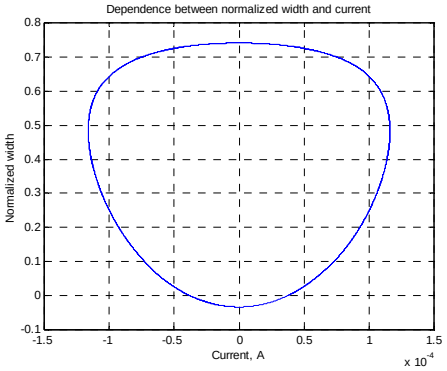


Фигура 15. Зависимост на нормираната широчина на легирания участък на мемристора от времето при $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

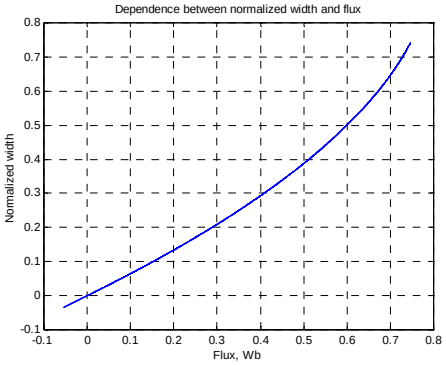


Фигура 16. Зависимост между нормираната ширина на легирания участък и напрежението при $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

На фиг.16 - фиг. 18 са представени зависимости между нормираната ширина на легирания участък и някои от електрическите величини – напрежението, тока и магнитния поток. Зависимостта между ширината на легирания участък и заряда се описва с формула (5) и представлява права линия.

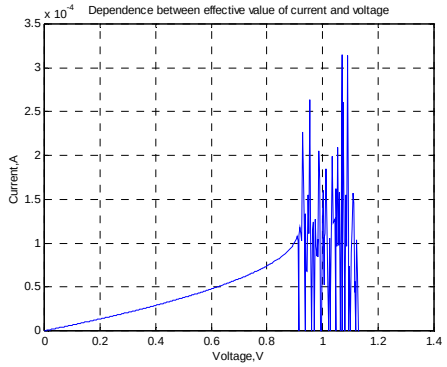


Фигура 17. Зависимост между нормираната ширина на легирания участък и тока при $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

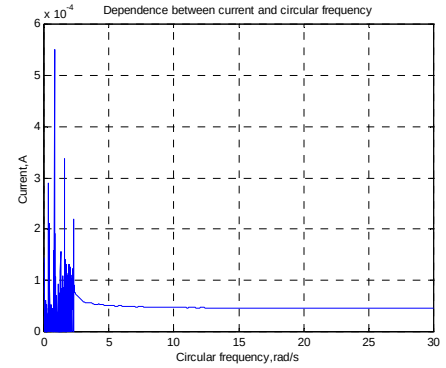


Фигура 18. Зависимост на нормираната ширина на легирания участък от магнитния поток при $\omega = 3\ rad/s$ и $u_m = 1,2\ V$

На фиг.19 е представена зависимостта на ефективната стойност на тока през мемристора като функция на ефективната стойност на напрежението на източника при постоянна стойност на кръговата честота ω = 3 *rad/s.*



Фигура 19. Зависимост на ефективната стойност на тока от ефективната стойност на напрежението при постоянна стойност на $\omega = 3\ rad/s$



Фигура 20. Зависимост на ефективната стойност на тока от кръговата честота при неизменна стойност на амплитудата на сигнала $u_m = 1\ V$

Забелязва се, че при ефективна стойност на напрежението над 0,9 *V* характеристиката е нестабилна, което вероятно се дължи на частични пробиви в полупроводника. Оптималната работна ефективна стойност на напрежението може да бъде избрана в интервала $U = [0{,}2 \div 0{,}9]\ V$.

На фиг.20 е дадена зависимостта на ефективната стойност на тока от кръговата честота при постоянна стойност на амплитудата на напрежението – $u_m = 1V$. При много ниски честоти (под 2,5 *rad/s*) характеристиката е нестабилна, което вероятно се дължи на частично насищане на полупроводниковия материал с кислородни ваканции. Направена е симулация в сравнително широк честотен обхват. При повишаване на честотата токът плавно спада и клони към стойност $I = 40\ \mu A$. Оттук може да се направи предположение, че мемристорите биха могли да се използват и при много високи честоти.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От извършената литературна справка и от реализираната симулация могат да се направят няколко важни изводи. Според годината на изобретяването си мемристорът е нов нелинеен двуполюсен елемент с интересно свойство – способност да "запаметява" съпротивлението си при изключване на източниците. При това той запазва състоянието си неограничено дълго време. Това го прави перспективен елемент с памет, който би могъл да се използва в компютърните енергонезависими памети.

Графиките от фиг.9, фиг.10, фиг.19 и фиг.20 биха могли да се считат като нови, оригинални резултати.

Благодарение на изключително малките размери на мемристорите (от порядъка на 10 *nm*) оперативната памет и твърдите дискове на компютрите могат да имат много по-малки размери, високо бързодействие и значително по-ниска консумация на енергия. Мемристорът би могъл да се използва и като основен структурен елемент на невронните мрежи в автоматиката [4], в схемите за цифрова обработка на сигнали, в комбинация с MOS транзистори в CMOS интегрални схеми и др. Ето защо изследването на мемристорите и мемристорните вериги в динамичен режим е актуална тема. В бъдещи публикации ще бъдат разгледани и изследвани по-сложни мемристорни вериги при синусоидален и импулсен режим и техните приложения.

БЛАГОДАРНОСТИ: *Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от вътрешния конкурс за научни проекти в помощ на докторанти на НИС при ТУ – София за 2012 г., в рамките на проект № 121ПД0072-08 на тема: "Разработване на алгоритми за анализ на нелинейни електрически вериги с един, два и повече мемристорни елементи при синусоидален и импулсен режим".*

ЛИТЕРАТУРА

[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, doi:10.1038/nature06932, Vol 453, pp. 80 – 83,1 May 2008.

[3] Брандиски, К., В. Младенов, Д. Вълчев. Решаване на задачи по електротехника с MATLAB. С., ТУ – София, 2009 г.

[4] http://en.wikipedia.org/wiki/Memristor

[5] Di Ventra, M., Y. V. Pershin, L. O. Chua. Circuit Elements With Memory: Memristors, Memcapacitors, and Meminductors. Proceedings of the IEEE, Vol. 97, No. 10, pp. 1717-1724, October 2009.

[6] Biolek, D., Z. Biolek, V. Biolkova. SPICE Modeling of Memristive, Memcapacitive and Meminductive Systems. IEEE, pp. 249-252, 2009.

[7] http:// spectrum.ieee.org/semiconductors/processors/ how-we-found-the-missing-memristor/0

[8] Pazienza, G. E., J. Albo-Canals. Teaching Memristors to EE Undergraduate Students. IEEE Circuits and Systems Magazine, pp. 36-44, 22 November 2011.

Автори: Стоян Михайлов Кирилов, докторант, маг. инж., кат. “Теоретична електротехника”, лаб. 12526, Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: s_kirilov@tu-sofia.bg*; Валери Марков Младенов, проф. д-р инж., кат. “Теоретична електротехника”, каб. 1245, Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: valerim@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Симона Петракиева

КАЛИБРИРАНЕ И ПРОВЕРКА НА СРЕДСТВА ЗА ИЗМЕРВАНЕ С КАЛИБРАТОР CX 1651

Камелия Кирилова, Георги Милушев

Резюме: *В работата, на базата на сравнение на подходите при калибриране и при проверка на средствата за измерване са анализирани функционалните възможности на многофункционален калибратор CX 1651. Разгледани са възможностите му да реализира двете метрологични процедури и обхватите му по величини със съответните неопределености. Направен е метрологичен анализ на приносът му в модела на неопределеността на калибрираното средство за измерване, както и ограниченията от метрологичен характер в процесите на проверка. Подготвено е описание на процедурите под формата на методика, с оглед на автоматизация на метрологичния експеримент.*
Ключови думи: *проверка, калибриране, средства за измерване, калибратор*

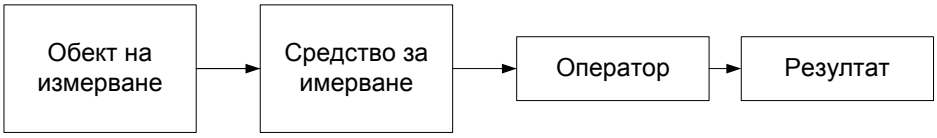
CALIBRATION AND VERIFICATION OF MEASURING INSTRUMENTS WITH CALIBRATOR CX 1651

Kameliya Kirilova, George Milushev

Abstract: *The work, based on a comparison of approaches for calibration and verification of measuring instruments are analyzed functionality of multifunctional calibrator CX 1651. The possibilities to implement both its metrological procedures and scope of variables the corresponding uncertainties. It is made metrological analysis of its contribution to model uncertainty calibrated tool for measuring and metrological limitations of nature in the process of verification. Prepared a description of the procedures in the form of a methodology with a view to automation of metrological experiments.*
Keywords: *verification, calibration, measuring instruments, calibrator*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В повечето случаи в основата на изпитването на различни продукти или при калибрирането на средствата за измерване е измерването на определена величина(характеристика). По дефиниция измерването е съвкупност от действия, които имат за цел да определят една стойност на дадена величина.



Фиг.1 Процес на измерване

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

На фиг.1 е представен процеса на измерване, при който конкретната величина е измерваната величина и нейната стойност се получава чрез измерване. Стойността на измерваната величина е количественото й определяне. За да могат да се сравняват резултатите от измерванията важно е да се даде оценка за качествената страна на резултата. Характеристиката, която отразява и предоставя информация за качеството на резултата е неопределеността. По своята същност неопределеността е характеристика на резултата от измерване, която изразява съмнение в него. Тя дава представа за границите на познанието на конкретната стойност.

2. КАЛИБРИРАНЕ И ПРОВЕРКА НА СРЕДСТВА ЗА ИЗМЕРВАНЕ

Част от важните предпоставки за сравняване на резултатите от измерванията на дадена величина са резултатите да са отнесени към общ референтен елемент – проследими и да са изчислени и изразени по международни общоприети процедури. Референтният елемент може да се реализира чрез еталон и процедура. Метрологичната дейност, която осигурява връзката на всеки един резултат от измерване с дадено средство за измерване с референтния елемент е калибриране. Според Международният речник по метрология калибрирането е съвкупност от действия, които при определени условия установяват зависимостта между стойностите на величината, показани от измервателен уред или измервателна система или стойностите, представени от мярка или сравнителен материал и съответните стойности, реализирани от еталоните [1] . Схема на калибрирането е дадена на фиг.2.

Фиг.2 Схема на калибриране на средство за измерване с еталон

(Нерегулираната област) Резултатите от калибрирането позволяват оценяване на различни метрологични характеристики на средствата за измерване. Най-често чрез тях се определя отклонението на резултатите от измерванията и действителната стойност, възпроизведена от еталон - средства за измерване, предназначени за определяне, възпроизвеждане, реализация или съхраняване на единица, на една или повече стойности на величина. От дефиницията за калибриране следва, че се установява зависимост между показанията на средството за измерване, което се калибрира с еталона при определени условия. Чрез ка-

либрирането се установява отместването на показанията на средството за измерване от стойностите, възпроизвеждани от еталона, както и други негови метрологични характеристики.

(Регулирана област) Друга твърде разпространена метрологична дейност е проверката на средствата за измерване. Тя е процедура, която включва изследване, което установява и потвърждава, че средството за измерване изпълнява задължителни, законови изисквания, последвано от маркиране и/или издаване на свидетелство за проверка.

Прилагането на едната или другата метрологична дейност върху средствата за имерване, намиращи се в експлоатация, е в зависимост от областа на тяхното приложение. Основната обща цел и за двете метрологични процедури е насочена към получаване на точни и надеждни показания на средствата за измерване. В таблица 1 е представен и техният характер в съответствие с дефинициите им, издаваните документи, отразяващи резултатите от провежданите метрологични дейности [2].

Таблица 1

Калибриране	**Проверка**
• Определяне на зависимостта на показанията на средството за измерване и стойностите, реализирани от еталона: -при определени условия; -на определена дата.	• Изследване на съответствието на средството за имерване със задължителни (законови) изисквания -качествено изследване на състоянието; -максимално допустими грешки
• Обявяване на отклонението или поправката и неопределеността.	• Маркиране – поставяне на знак за проверка
• Издаване на свидетелство (сертификат) за калибриране.	• Издаване на свидетелство за проверка, ако се изисква от нормативни актове или документи или по желание на клиента.

В таблица 2 е разгледана по-подробно общата основа и съществените различия на калибрирането и проверката на средствата за измерване [2].

Таблица 2

Характеристика	***Калибриране***	***Проверка***
1. Основания	Технически изисквания, стандарти, спецификации, изисквания на клиента	Законови изисквания
2. Цел	Зависимост на показанията на средството за измерване и стойностите реализирани от еталона (действителната стойност): Признаване на резултатите от калибрирането.	Гарантиране на показанията в границите на допустимите грешки в междупроверовъчния интервал. Използване в област регулирана от нормативни актове (закон и др.).
3. Предпоставки	Средството за измерване може да се калибрира.	Средството за измерване е от одобрен тип.
4. Валидност на резултатите	В момента на калибриране при определените условия.	В установения междупроверовачен интервал.
5. Оценяване на резултатите	От ползвателя на средството за измерване.	От държавния орган, провеждащ проверката.
6. Приложение	Лаборатории за изпитване, калибриране, изследвания, Фирмена метрология.	В области регулирани от законови изисквания.

3. МНОГОФУНКЦИОНАЛЕН КАЛИБРАТОР CX 1651

Многофункционалният калибратор CX 1651 се използва за калибриране на всякакви измервателни уреди, които мерят напрежение, ток, съпротивление, капацитет и честота. Калибраторът е подходящ и за калибриране на осцилоскопи.

Той притежава функция, с която могат да бъдат симулирани съпротивление, термодвойки и вградени мултимери. Датчици и различни видове регулатори и чувствителни елементи могат да бъдат проверявани без необходимостта на допълнителни измервателни уреди [3].
Основните функции (характеристики) на калибратора включват: генериране на калибрираното променливо и постоянно напрежение от 0μV до 1000V, също така на променлив и постоянен ток в обхват от 0μA до 20A. . Максималната точност на калибратора е 0,0035% за постоянно напрежение, 0,03% за променливо напрежение, 0,013% за постоянен ток и 0,055% за променлив ток. Максималният честотен обхват е от 20Hz до 50kHz. . Калибраторът може да генерира периодичен нехармоничен сигнал с дефиниран (точно определен) интервал/цикъл на работа/натоварване. Това подпомага (улеснява) най-вече проверката на универсалните измервателни уреди (мултимери) и тяхната точност при измерването на нехармонични постоянни сигнали.
Калибраторът също така може да възпроизвежда (създава) съпротивление или капацитет. Съпротивлението е в обхват от 0Ω до 50MΩ. Обхвата на капацитета е от 1nF до 50μF, точността отговаря на изискванията за калибриране на обикновените универсални уреди (мултимери). Основната точност на обхвата на съпротивлението е 0,03%, тази на капацитета е 0,5%. Съпротивлението може да бъде използвано за променливи сигнали с честота в обхват от 300Hz до 1kHz в зависимост от стойността, която се задава при настройката.
Честотният обхват на калибратора може да генерира правоъгълен сигнал с дефиниран (интервал на мощност) и амплитуда в рамките от 1mV до 10V и от 0Hz до 10kHz честотен обхват. Правоъгълен сигнал с много стръмно нарастване на фронта може да бъде генериран до 20MHz. Честотните обхвати могат да бъдат използвани за калибриране на съответстващите такива на универсалните измервателни уреди (мултимерите), както и за калибриране на чувствителността на входа на осцилоскоп.
При включен режим за калибриране по мощност може да калибира уреди за измерване на мощност и енергия при постоянен и променлив сигнал, при напрежение до 240V и ток до 10A. Факторът на мощност може да бъде с коефициент от -1 до +1 и резолюцията е 1% в честотен обхват от 40 Hz до 400Hz. Изходното напрежене може да поддържа натоварване до 30 mA, което позволява калибирането на механични уреди за измерване на мощност (механични ватметри).
Симулирането на температурни сензори (температурни датчици) е друга възможност, която може да се използва за калибриране на термометри и топлинни сензори. Калибратора позволява симулирането на всички универсални Pt и Ni терморезистори и R,S,B,T,E,K,N типове термодвойки. Компенсацията на студените краища на термодвойката се осъществява (постига) чрез въвеждане на съответната температура, използвайки клавиатурата на калибратора. Точността на симулираният температурен сензор зависи от стойността и вида на сензора и обхвата от 0,04°C до 0,05°C за резисторни сензори и от 0,4°C до 4,3°C за термодвойки.
Вътрешният мултимер с основен обхват от 20 mA, 20 mV, 200 mV и 10 V и 0,01% точност може да бъде използван за измерване на нормирани сигнали

(подавани) от преобразуватели, външни термодвойки или терморезистори, или за измерване на налягане и сила.
Калибраторът притежава много други възможности, които правят лесно използването му (които улесняват използването му). Например относителното отклонение от базовата стойност на изхода, показва неопределеността на изходния сигнал, процедурите калибриране и изпитване. Управлението и индикацията на статуса на калибратора се извършва на плосък луминисцентен дисплей, на който се изобразява цялата нужна информация. Калибраторът се управлява чрез избор на функции от меню на дисплея.

4. ПРИЛОЖЕНИЕ НА МНОГОФУНКЦИОНАЛНИЯ КАЛИБРАТОР CX 1651 ПРИ КАЛИБРИРАНЕ И ПРОВЕРКА НА СРЕДСТВА ЗА ИЗМЕРВАНЕ

4.1 Калибриране на средства за измерване

Калибраторът може да се използва за пряко калибриране на различни уреди, които измерват електрически стойности/параметри [3].

- **Калибриране на мултимери**

Калибраторът се използва за калибриране на цифрови и аналогови мултимери (по напрежение - постоянно и променливо; по ток - постоянен и променлив; по съпротивление, капацитет, температура, честота).

Калибриране на мултимери по напрежение

Благодарение на нисък изходен импеданс и висок изходен ток, калибратора може да се използва за калибриране на аналогови волтметри и миливолтметри с нисък входен импеданс. Напреженовите изходи са свързани към Hi/Lo клемите на калибратора. Калибраторът не позволява четирипроводно свързван при калибрирането на уреда.
Не се препоръчва свързване на нестандартно натоварване към изходите за напрежение. Изходните клеми трябва да бъдат натоварени с висок и реален импеданс. Въпреки, че изходът е снабден с електронна и микропроцесорна защита, високи капацитивни или индуктивни натоварвания могат да доведат до отклонения в изходните усилватели и ще доведат до неточен резултат.
Калибрираният уред може да бъде свързан директно с клемите на предния панел на калибратора. Ако L-клемата на калибрираният уред не е заземена, то Lo-клемата на калибрятора трябва да бъде заземена.
Свързване на мултимер за **калибриране по напрежението** към изходните клеми на калибратора е показано на фиг.3.

Неопределеност при Напрежение:

Сумарен обхват на постоянно напрежение: 0 μV – 1000 V
Сумарен обхват на променливо напрежение: 1 mV – 1000 V
Вътрешни обхвати: 20 mV, 200 mV, 2 V, 240 V, 1000 V
Честотни обхвати: 20 Hz до 50 kHz под 20 V; 20 Hz до 10 kHz под 200 V
20 Hz до 1000 Hz под 1000 V

Неопределеност при постоянно напрежение

Обхват	% стойност + % обхват	макс. ток m A
0 µV - 20 mV	0.03 + 0.0 + 10 µV	5
20 mV - 200 mV	0.01 + 0.0 + 15 µV	5
200 mV - 2 V	0.003 + 0.0008	30
2 V - 20 V	0.003 + 0.0005	30
20 V – 240 V	0.003 + 0.0005	30
240 V - 1000 V	0.005 + 0.005	2

Неопределеност при променливо напрежение

Обхват	% стойност + % обхват	макс. ток m A	% стойност + % обхват	макс. ток m A
	20 Hz - 10 kHz	***20 Hz - 10 kHz***	***10 kHz - 50 kHz***	***10 kHz - 50 kHz***
1 mV - 20 mV	0.2 + 0.05 + 20 µV	5	0.20 + 0.10 + 20 µV	5
20 mV - 200 mV	0.1 + 0.03+ 20 µV	5	0.15 + 0.05 + 20 µV	5
200 mV - 2 V	0.025 + 0.005	30	0.05 + 0.01	10
2 V - 20 V	0.025 + 0.005	30	0.05 + 0.03	10
20 V – 240 V *2	0.025 + 0.010	30	- -	
240 V – 1000 V	0.03 + 0.02 *1	2	- -	

Неопределеност при променливо напрежение

Обхват	% стойност + % обхват	макс. ток m A
	50 kHz - 100 kHz	***50 kHz - 100 kHz***
1 mV - 20 mV	1.0 + 0.10 + 20 µV	3
20 mV - 200 mV	0.3 + 0.05 + 20 µV	3
200 mV - 2 V	0.2 + 0.05	5
2 V - 20 V	0.2 + 0.05	5
20 V – 240 V	- -	
240 V – 1000 V	- -	

Спомагателни параметри

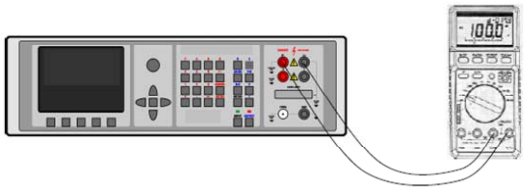
Обхват	***20mV***	***200mV***	***2V***	***20V***	***200V***	***1000V***
THD*1 *2 output impedance maximal capacitance load	0,05% + 200 uV < 10 mΩ 500 pF	0,05% + 300 uV < 10 mΩ 500 pF	0,05% < 10 mΩ 500 pF	0,05% < 10 mΩ 500 pF	0,05% < 100 mΩ 300 pF	0,2% < 100 mΩ 150 pF

*1 параметри съдържащи нелинейно изкривяване и нехармоничен шум
*2 за честоти до 10 kHz

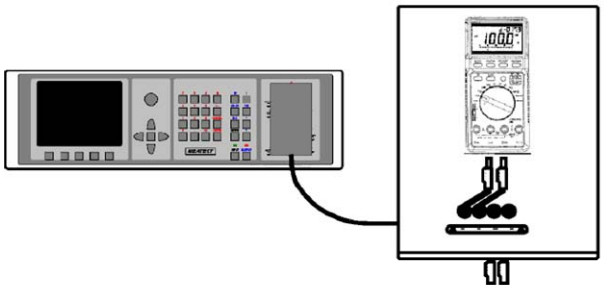
Калибриране на мултимери по ток

Всички постояннотокови и променливотокови уреди се свързват към + I /-I клеми на калибратора. При използване на изходите по ток при голямо натоварване (от 10 до 20 A) времето за работа е ограничено от 0 до 60 s. Времето за работа зависи от зададения ток и се контролира от микропроцесор. Потребителят не може да увеличава това време; ако се изисква дълго време за работа, изходните клеми не трябва да се натоварват, неоходимо е да се почака известно време (например 1 минута) и отново да се включи товара. При подаване на ток от 2 до 20 A на изходните клеми, изходното напрежение не трябва да превишава приблизително 1,5 V_{ef}. Ако тока предизвиква по-високо напрежение от натоварването, калибратора изключва изходните клеми и показва съобщение за грешка. При калибрирането на амперметри, където се използва ток над 1 A е важно да се свържат правилно клемите, като се обърне внимание на изходните клеми на

калибратора и входните клеми на уреда. Прекомерното контактно съпротивление може да нагрее клемите и да причини грешка при калибрирането. Прекомерното и нестабилно контактно съпротивление има нелинейна характеристика и може да наруши изхода по променлив ток.
Не се препоръчва свързване на нестандартно натоварване към изходите за ток. Калибраторът е проектиран да бъде използван за калибриране на амперметри. Изходните клеми трябва да бъдат натоварени с висок и реален импеданс. Въпреки че изходът е снабден с бързо електронна и микропроцесорна защита, високи капацитивни или индуктивни натоварвания могат да доведат до отклонения в изходни усилватели и ще доведат до неточен резултат.
Калибрираният уред може да бъде свързан директно с клемите на предния панел на калибратора. Ако L-клемата на калибрираният уред не е заземена, то -U (-I) - клемата на калибрятора трябва да бъде заземена.
Свързване на мултимер за **калибриране по ток** към изходните клеми на калибратора е показано на фиг.4.



Фиг.3 Калибриране по напрежение на мултимери



Фиг.4 Калибриране по ток на мултимери

С помощта на разширителен модул (щунт) обхвата по ток на калибратора се разширява до 1000 А. Разширителят се използва за калибриране на постояннотокови и променливотокови амперметри. Клемите на амперметъра трябва да са разположени под ъгъл 90º спрямо разширителя.

Неопределеност при ток:
Сумарен обхват на постояннен ток: 0 – 20 А (с разширител 140-50 до 1000 А)
Сумарен обхват на променлив ток: 1 μA – 20 А (с разширител 140-50 до 1000 А)
Вътрешни обхвати: 200 μA, 2 mA, 20 mA, 200 mA, 2 A, 20A
Честотни обхвати: 20 Hz до 5 kHz под 200 mA; 20 Hz до 1000 Hz под 20 A

Неопределеност при постоянен ток

Обхват	% стойност + % обхват	макс. напр. V
0 μA - 200 μA	0.05 + 0.0 + 20 nA	3
200 μA - 2 mA	0.02 + 0.005	3
2 mA - 20 mA	0.01 + 0.003	3
20 mA - 200 mA	0.01 + 0.003	3
200 mA - 2 A	0.015 + 0.005	3
2 A - 20 A	0.02 + 0.010	1.5

Неопределеност при променлив ток

Обхват	% стойност + % обхват	макс. напр. Vef	% стойност + % обхват	макс. напр. Vef
	20 Hz - 1 kHz		*1 kHz – 5 kHz*	
1 µA - 200 µA	0.15 + 0.0 + 20 nA	3	0.30 + 0.10 + 20 nA	3
200 µA - 2 mA	0.07 + 0.01	3	0.20 + 0.05	3
2 mA - 20 mA	0.05 + 0.005	3	0.20 + 0.05	3
20 mA – 200 mA	0.05 + 0.005	3	0.20 + 0.05	3
200 mA – 2 A	0.05 + 0.005	3	- -	- -
2 A - 20 A	0.10 + 0.03	1.5	- -	- -

Неопределеност при променлив ток

Обхват	% стойност + % обхват	макс. напр. Vef
	5 kHz – 10 kHz	
1 µA - 200 µA	- -	- -
200 µA - 2 mA	0.50 + 0.07	2
2 mA - 20 mA	0.50 + 0.07	2
20 mA - 200 mA	0.50 + 0.07	2
200 mA - 2 A	- -	- -
2 A - 20 A	- -	- -

Спомагателни параметри

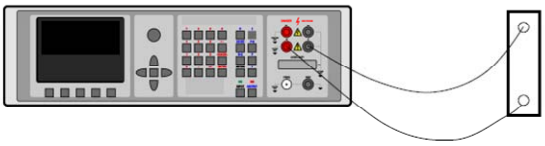
Обхват	*200 uA*	*2 mA*	*20 mA*	*200 mA*	*2 A*	*10 A*
maximal inductive load	400 uH	400 uH	400 uH	400 uH	200 uH	100 uH
THD*1	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,2%	0,3%

*1 параметри съдържащи нелинейно изкривяване и нехармоничен шум

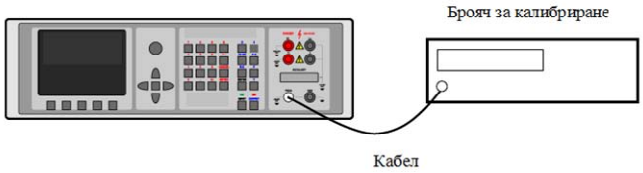
Калибриране на броячи и осцилоскопи

Калибраторът може да се използва за **калибриране** на честотните обхвати на мултиметри и **броячи** (фиг.4). С калибратора могат да бъдат реализирани следните функции:

- Калибриране на честотни функции до 20 MHz с вълна с правоъгълна форма на сигнала. Функцията се активира с директно натискане на бутона F от предния панел на калибратора и след това се избира HF режим. Честотата се задава.
- Проверка на входната чувствителност от 1 mV до 10 V в честотния обхват до 100 kHz. Функцията се активира с директно натискане на бутона F от предния панел на калибратора и след това се избира PWM режим. Честотата, амплитудата и работният режим (duty cycle) се задават.
- Калибриране на времеви период с използването на сигнал с правоъгълна форма, чийто период може да се настрои до 10 s с избираем работен режим (duty cycle). Функцията се активира с директно натискане на бутона F от предния панел на калибратора и след това се избира PWM режим. Честотата, амплитудата и работният режим (duty cycle) се задават.



Фиг.5



Фиг. 6 Калибриране на броячи

Калибратор може да се използва за основно **калибриране на осцилоскопи**. Аналогично се реализират първите две функции за броячите, описани по-горе в текста. Функцията, която се различава е:

- Проверка на честотната лента, с помощта на сигнал до 20 MHz с много стръмно нарастване на фронта (по-малко от 5 ns).
- Калибрирането на времевия период се осъществява с използването на сигнал с правоъгълна форма, чийто период може да се настрои до 10 s с избираем работен режим (duty cycle). Функцията се активира с дирекно натискане на бутона F от предния панел на калибратора и след това се избира PWM режим. Честотата се задава. Закъснението на сигнала се наблюдава на екрана на осцилоскопа.

Неопределеност при честота:
Сумарен обхват: 0.1 Hz до 20 MHz
Честотна неопределеност: 0.005 %
Изходи: разположени на предния панел на калибратора
Режими: - PWM- правоъгълен изходен сигнал с калибрирано отношение на работния цикъл, честота и амплитуда.
- HF- правоъгълен изходен сигнал с калибрирана честота и амплитуда.

Режим PWM:
Честотен обхват: 0.1 Hz до 100 kHz
Напрежителен обхват: 1 mV до 10 V
Обхват на съотношението на работния режим: 0.01 до 0.99
Форма на вълната: правоъгълна, симетрична-положителна-отрицателна
Неопределеност на работния режим: 0.05 %

Неопределеност на амплитудата

Обхват	% стойност + % обхват
1 mV - 20 mV	0.2 + 50 µV
20 mV - 200 mV	0.1 + 50 µV
200 mV - 2 V	0.1
2 V - 10 V	0.1

HF режим:
Честотен обхват: 0.1 Hz до 20 MHz
Изходен импеданс: 50 Ω
Форма на вълната: правоъгълна симетрична, съотношение на работния цикъл 1:1
Амплитуда: 4 V_{pk-pk}
Изходен честотен обхват: 0, -10, -20, -30 dB +/- 1 dB
Неопределеност на амплитудата: 10 %
Време за повишаване/намаляване: <3 ns

Измерване на съпротивление или температура с температурни датчици/ терморезистори

Благодарение на вътрешния мултимер, калибратора (фиг.7) може да се използва за калибриране на някои източници на електрически сигнал. Съпротивлението може се измери само с четирипроводно свързване и Opt.60 кабелен адаптор. Opt.60 има 4 накрайника – Hi, Hu, Lu и Li. Всеки от тях има следното значение:

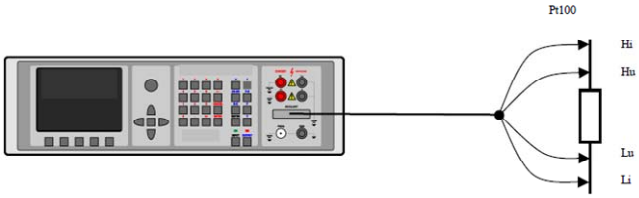
- Hi – токов извод H
- Hu – напрежителен извод H

- Lu – напрежителен извод L
- Li – токов извод L

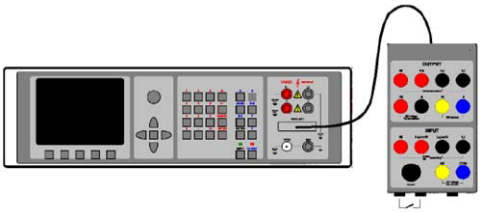
При измерването на съпротивление и температура с терморезистори, трябва да се спазват правилата, приложими за четирипроводно свързване.

4.2 Изпълнение на проверката

Когато калибраторът (фиг.8) се използва за изпълнение на метрологичната процедура проверка схемата на свързване е следната [3]:



Фиг.7 Терморезистор Pt 100 свързан към Opt. 60 кабел



Фиг.8 Проверка на средства за измерване

Проверката се осъществява аналогично на калибрирането. Единствената съществена разлика е, че при калибрирането резултата се представя във вида : резултат от калибрирането + неопределеност, а при проверката не се дефинира неопределеност, полученият резултат се сравнява с този от калибратора. Проверката няма за цел да подобри точността на уреда. Резултатите от тази процедура установяват и потвърждават, че даденото средството за измерване Отговаря/Не отговаря на нормативни изисквания и е Годно/Негодно за експлоатация.

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Широкият обхват на приложимост на многофункционалният калибратор CX 1651 и множеството параметрите, по които се осъществяват процедурите калибриране и проверка предоставят една добра възможност за разработване на методики за калибриране и проверка на средства за измерване.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ISO/IEC Guide 99:2007- “International Vocabulary of Metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM)” (Международен речник на основи и общи термини по метрология) .

[2] Константинова В., (2002), ***Проследимост, калибриране, валидиране на методи за изпитване, вътрешни одити съгласно БДС EN ISO/IEC 17025***, Бюлетин в помощ на специалиста, Книжка 3/2002, Съюз на метролозите в България.

[3] User’s manual for Multifunctional calibrator *Metrix 1651*, Chauvin Arnoux

Автори: Камелия Кирилова, маг. инж. от Технически Университет - София, Факултет Автоматика, катедра „Електроизмервателна техника”, *email: kame_to@abv.bg* ; Георги Милушев, доц. д-р от Технически Университет - София, Факултет Автоматика, катедра „Електроизмервателна техника”, *email: gm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** Проф. д-р П. Цветков

МЕТОДОЛОГИЯ НА ЕЛЕКТРО-ЕНЕРГИЕН ОДИТ

Юлия Заркова, Георги Милушев

Резюме: *В доклада са разгледани етапи на електро-енергийно обследване за промишлени обекти, като част от общия енергиен одит. Предложен е принципен подход за провеждане електро-енергиен одит. С оглед на целите и задачите на такъв тип изследване е застъпено и подробно описано съдържанието на доклад за електро-енергиен одит, оценка за постигнатите ползи и препоръки за реализация.*
Ключови думи: *енергийна ефективност, одит, оценка, измервания*

ENERGY AUDIT METHODOLOGY

Julia Zarkova, George Milushev

Abstract: *In the paper an overview of the different types of electrical energy auditing at the industrial sites as a part of common energy audit was made. Propose and suggest a general approach for conducting an electrical energy audit. In respect of the goals and missions of the study the document presents and provides a detailed description of energy report content. It estimates and evaluates the achieved benefits and recommendations for implementation.*

Keywords: *energy efficiency, audit, assessment, measurements*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В рамките на актуалната политика за намаляване на енергийната интензивност, Агенцията за устойчиво енергийно развитие насърчава производителите да се ангажират с рационалното използване на енергията. Подходът за оптимизиране на консумацията се основава на първоначални проучвания, с помощта на които се взема решение за предприемане съответните действия в промишлеността (предварителен одит, диагностика, предпроектни проучвания). Тези стъпки целят да се даде възможност на предприятията да идентифицират потенциалните източници за икономия на енергия и да вземат мерки за осъществяване на контрол върху потреблението на енергия, което да доведе до икономически ползи.

Настоящата методика се отнася за електро-енергиен одит на промишлени обекти. Тя установява съдържанието и условията за провеждане на изследванията. Препоръчва се извършването на техническите услуги за изследваното производство да се осъществява от външна организация. По този начин се гаран-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тира прозрачност и обективност на изследването, като в същото време се създават благоприятни предпоставки за предприемането на последващи действия за изпълнението на препоръките. Данните от проучванията се представят в подходящ формат на представляващите отговорни (взимащи решения) лица на изследвания промишлен обект: показатели, план за действие, последователност и др.

Методиката съдържа препоръки за провеждането одита и представянето на резултатите. Състои се от две части: фаза на диагностициране и фаза на съпровождане, която може да следва изпълнението на плана за действие, произлизащ от диагностицирането. Първата фаза е независима от втората.

2. ЦЕЛ НА ЕНЕРГИЙНИЯ ОДИТ

Целта на енергийния одит в производството е: да установи енергийния баланс на обекта, да класифицира възможностите за енергийна ефективност, като се направи точна количествена оценка на потенциалните икономии на енергия и да дефинира начина за постигане на тези икономии, чрез изработване на план за мониторинг на потреблението.

В тази връзка е необходимо да се определят: основните консуматори на електрическа енергия в даденото производство и да се осъществи анализ чрез сравнение или чрез изчисления на потреблението; какви стойности на потреблението ще се постигнат при прилагане на по-добри решения, установявайки реалните енергийни нужди за производството. Подходящо е да се даде възможно най-точно описание на тези мерки и приблизителна стойност за изпълнението и времето за възвръщаемост на инвестицията.

Препоръките от одита трябва да допринесат:

- За добрите практики за провеждане на изследването (информираност и обучение на персонала, мониторинг на потреблението на енергия)

- За експлоатацията на инсталациите (управление на инсталациите и поддръжка)

- За действията, изискващи значителни инвестиции (промяна в начина на действие или управление на полезните, по-ефективни електрически съоръжения).

Трябва да се има пред вид, че одитът не заменя проучването за осъществимост или техническа възможност за реализация на препоръките на одитора.

3. ПРЕДПОСТАВКИ

За да се определи степента на участие от страна на одитиращото звено е необходимо да се направи предварително посещение на обекта.

Одиторът трябва да събере информация за очакванията, нуждите и ограниченията на производителя, за да могат за съвместно да определят целта и обхвата на

одита и неговото участие.

За да може клиентът да се облагодетелства от становището на външните експерти и да получи качественото представяне на резултатите, одитът трябва да се изпълни от т. нар. „доставчик", с необходимата компетентност. Предложението на доставчика се придружава както с оценки и препоръки за професионалните му познания в областта на управлението на енергията, така и с доказателства за безпристрастност и обективност на резултатите.

4. ВИДОВЕ ЕНЕРГИЕН ОДИТ

Терминът енергиен одит обикновено се използва за описване на широк спектър от енергийни обследвания, които варират от преглед на оборудването, за да се определят основните проблемни области до цялостен анализ на влиянието на алтернативни мерки за енергийна ефективност, които да отговарят на финансовите критерии на инвеститорите. Три са основните програми за провеждането на одит. Действително задачите за изпълнение и нивото на вложените усилия се определя от предоставените от одитора услуги в основните направления: предварителен одит, същински одит и инвестиционен одит. Точното формулиране на изискванията към изследването в обхвата на одита е единственият начин да се обезпечи пълното му съответствие със специфичните нужди.

4.1. ПРЕДВАРИТЕЛЕН ОДИТ

Предварителният одит наречен още просто одит, пробен одит или стационарен одит е най-простият и бърз вид одит. Той включва минимален брой интервюта с работещия персонал, кратък преглед на оборудването, сметките за комунални услуги и други данни за дейността. Запознаването със съоръженията и функционирането на системите има за цел да се определят областите на енергийни загуби или областите на неефективност.

По време на този одит обикновено се разкриват само основните проблемни области. Накратко се описват коригиращи мерки и се предоставят бързи оценки за разходите на изпълнението, потенциалните спестявания от оперативни разходи, както и времето на възвръщаемост. Това ниво на детайлност, не е достатъчно за постигане на окончателно решение относно прилагането на предложените мерки, но позволява да се даде приоритет на проекти за енергийна ефективност и да се определи необходимостта от по-подробен одит

4.2. СЪЩИНСКИ ОДИТ

Този одит представлява разширение на предварителния одит, като се събира по-подробна информация за експлоатацията на съоръженията и извършване на по-детайлна оценка на мерките за спестяване на енергия. Събират се сметките за комунални услуги за периода от 12 до 36 месеца като по този начин се дава възможност на одитора да направи оценка на съотношението между необходимата

за оборудването енергия и изискваната енергия, изготвя се профил на потреблението на енергия. Често се извършва допълнително измерване на специфични системи с по-голяма консумация, за да се допълнят данните за съоръженията. Провеждат се по-задълбочени интервюта с персонала по експлоатация на съоръженията, с цел да се получи повече информация за основните консуматорите на енергия, както и анализиране на колебанията в разликите между дневното и средно-годишното потребление на енергия.
При този одит могат да се идентифицират всички мерки за спестяване на енергия, подходящи за оборудването, като се имат предвид неговите параметри и характеристики на работа. Извършва се подробен финансов анализ за всяко предписание въз основа на разчетите за разходите, свързани с въвеждането, специфичните оперативни разходи, както и критериите за инвестиции на клиента.

4.3. ИНВЕСТИЦИОНЕН ОДИТ

В много стопански дружества подобрението на енергийната инфраструктура трябва да се конкурира със свързаните неенергийни инвестиции на фондовия капитал. Енергийните и неенергийни инвестиции се оценяват по един съществен критерий: очакваното време на възвръщаемост на инвестицията. Планираните икономии от изпълнението на енергийните проекти трябва да бъдат разработени с висока степен на сигурност.

Инвестиционният одит се нарича още мащабен одит, подробен одит, или технически анализ, и се позовава на същинския одит, описан по-горе. Чрез него се предоставя динамичен модел на характеристиките на използваната енергия на съществуващото оборудване и всички идентифицирани мерки за икономия на енергия.

Моделът е построен на базата на реалните данни за ползите, за да се осигури основа, върху която да се изчислят икономиите от предложените мерки. Съществуващите данни са допълнени с измервания на основните консуматори на енергия и мониторинг на работните им характеристики. [2]

5. ОПИСАНИЕ НА ПРОЦЕДУРАТА НА ОДИТИРАНЕ

Енергийния одит в промишлеността се осъществява в три фази.
В **първата фаза**, наречена "предварителен анализ", като резултат от анализ на наличните данни за обекта, трябва да позволява:

- да се направи приблизителен енергиен баланс;

- да се сравнят работните електрически характеристики с референтни стойности

- да се подготви първоначална оценка на потенциални депа за енергийна ефективност

- да се насочи производството към прилагането на прости мерки във връзка с развитието на компанията си и на околната среда в района

- да се определят областите за развитие в следващите етапи на изследването

Втората фаза, наречена "подробен анализ", се състои в задълбочаване на анализа на основните места, определени в първата фаза и избрани съвместно с производителя. За тази цел е необходимо да се установи енергийния баланс, въз основа на подробен анализ на текущото състояние от получените данни, изчисления и резултатите от измерванията.

В **третата фаза**, трябва:

- Да се определят действията, които да се предприемат свързани с процесите и начина на действие на производствените съоръжения, за да се постигне енергийна ефективност;

- Да се определят и опишат възможно най-точно решенията и да се направи първата стъпка към определяне на цената и времето за възвръщането на инвестицията.

5.1. ПЪРВА ФАЗА

Първата фаза или предварителният анализ се осъществява в четири етапа.

5.1.1. Подготовката на одита с производителя.

Преди срещата одиторът подготвя списък с изискваните документи, които производителя трябва да му предостави. Той съдържа следното:

- План с описание на обекта, схеми и начин на работа на съществуващите съоръжения, включващи архитектурни чертежи, чертежи на електрическата и осветителната инсталации.

- Информация за производствените процеси, данни от предишни измервания, договори с доставчиците на енергия, подробни фактури за потреблението на електроенергия

- Данни от извършени проучвания или предварителен одит, утвърдени доклади за контрол, инвестиционни проекти

5.1.2. СЪБИРАНЕ НА ИНФОРМАЦИЯ ЗА ОБЕКТА

По време на срещата с одитора, производителят предоставя исканите документи, представя се обобщена информация за обекта и се определят целите и обхвата на одита, роля и отговорности на членовете на екипа, описание на план за протичането одита.

Посещават се и прави оглед на местата, със значително потребление на енергия, набелязани по време на обсъжданията и от предоставените чертежи и схеми.

5.1.3. АНАЛИЗ НА ДАННИТЕ И ПИСМЕН ДОКЛАД

В резултат на посещението и проведените разговори, одиторът обработва получените данни и изготвя доклад за текущото енергийно състояние на обекта, програма и план за проследяване на консуматорите на енергия.

5.1.4. РЕДАКЦИЯ НА ПРЕДВАРИТЕЛНИЯ АНАЛИЗ

Предварителният анализ се представя и обсъжда с производителя. Анализът позволява на производителя да вземе решение какви по-нататъшни действия да предприеме.
Докладът на фаза 1 има следното съдържание:

- Опростено описание на съоръженията;
- Първо приближение на енергийния баланс;
- Анализ на работните параметри.

Идентифицират се потенциалните местата, с възможност за постигане на енергийна ефективност и се определят потенциалните ползи в количествено отношение.

Дава се кратко описание на мерки за изпълнение

- Предписание за подробен анализ при следваща фаза (фаза 2), който може да бъде цялостен одит или специализиран одит
- Предложение на мониторинг на консуматорите на енергия и препоръчителни икономии (табла, приложения) и план на отчитане на средствата за мониторинг.[1]

5.2. ВТОРА ФАЗА

Във **втора фаза** в съответствие с получените резултати във фаза 1, производителят взема решение до каква степен да продължи изследването и дали то да обхване всички или само част от определените от одитора местата, , в който е възможно постигане на енергийна ефективност. Одиторът прави по-задълбочени изследвания за установяване на необходимата енергия на различни производствени процеси и приложимите източници на енергия, както и потенциалните ползи от тях.
Всичко това дава отражение върху намаляването на евентуалните енергийни нужди и на контрола по оразмеряване на оборудване във връзка с потребностите, чрез анализ на работния процес и условията на експлоатация, и разработване на съответни подобрения.
Събира се допълнителна информация чрез: провеждане на интервюта с отговорните лица по експлоатацията и поддръжка на съоръженията; проучване и анализиране на протоколи от предходни измервания или провеждане на измервания; изискване на допълнителна документация.
Следващата стъпка в проучването е провеждането на **измерванията.** Типът и

условията за прилагането им се определя от дефинирания обхват на одита. Преди извършването им е необходимо да се посочи:

- Методологията и точността на измерванията;

- Списък на местата на измерване и тяхното физическо местоположение;

- Видът на използваните средства за измерване, определени в зависимост от диапазона на измерването, от необходимата точност и условията за употреба;

- Продължителността на измерването както и времето за изучаването на всяко едно от тях;

- Период за изследване дейността на предприятието;

- Отговорници за провеждане на измерванията;

- Експлоатационни ограничения, свързани с процесите;

- Ограничения на средства за измерване.

В случай, че някой средства за измерване трябва да се монтират за постоянно, за да се улесни проследяване на потреблението на енергия, доставчикът на услугата представя писмено предложение за стойността му или го доставя и монтира за собствена сметка.

Провеждането на измерването се извършва на 3 етапа:

- Монтиране на измервателни уреди и датчици;

- Запис на данни от измерванията;

- Обработка на резултатите.

Одиторът анализира информацията и установява потреблението на обекта или разглеждания сектор, от гледна точка на изчисленията, симулациите и оценката. Анализът продължава до получаването на приемливо приближение на теоретичните изчисления и реалното потребление, позволяващи достигането на базово потребление.

Следва подготовка на документи за подробен анализ. След дискусия с възложителя на изследването одиторът представя писмен доклад за анализа.

Докладът на фаза 2 включва:

- принципно описание на изследваните технически инсталации: той трябва да може да определи различни консуматори на енергия на обекта, на местата, свързани с препоръките и положението на средствата за измерване;

- резултати от процеса на измерване;

- таблица с общи характеристики на изследваното оборудване;

- енергиен баланс, базиран на използваните предположения;

- посочване на основните съотношения, използвани за енергийния анализ;

- консолидация на енергийната оценка на потенциалните места за постигане на ефективност;

- анализ на причините за отклоненията.

5.3. ТРЕТА ФАЗА

В **третата фаза** на базата на подробния анализ, направен във втора фаза и коментарите на възложителя, провеждащият изследването търси решение за оптимизиране на всички системи или само в части от тях.
От утвърдения енергиен баланс, съответстващ на базовото потребление доставчикът на услуги прави следното:

- Анализира неизправностите;

- Определя и описва възможните решенията за подобрения, за да се намалят сметките за потребление на електроенергия;

- Прави сравнителен анализ на разгледаните решения;

- Предлага показатели за енергийните характеристики и периодичен мониторинг.

Решенията за подобрение се представят в три категории:

- Действията по отношение на начина на работа: информираност и обучение на персонала, отчитане и мониторинг на енергията;

- Оптимизация на процесите: поддържане, обслужване и подобрение на процесите;

- Влиянието на финансовите разходи: модификации на съоръжения и оборудване за реализирането на икономии, предоставя се кратко описание и оценка за техния размер.

Оценяват се разходите, свързани с решенията за подобряване, както и влиянието върху работата на обекта, за да се установи времето за възвращаемост на инвестицията.

Съответните инвестиции и времето за възвръщаемост се определя от опита на експерта, съществуващите данни на обекта и някои предварителни консултации с доставчиците на оборудване, позволяващи една предварителна оценка за бюджета в рамките на + / -20%.

Прецизното определяне на размера на инвестицията може да бъде направено след одита, и е обект на допълнително проучване за изпълнимост, в случай на продължаване на проекта. При това се изисква, анализ и подходящи средства за реализация.

Оценяват се очакваните икономии на енергия от предложените промени и потенциалните ползи по отношение производителността, поддръжка и качество на продукцията. Споменава се положително въздействие върху определени критерии, като условия на труд, безопасност и т.н. ...

Анализира се влиянието на промените върху околната среда (емисии на парникови газове, отпадни води, производство на отпадъци, и т.н. ...)

В доклада се описват подробно стимулиращи мерки за енергийна ефективност,

като например: ускорена амортизация, гаранционни фондове, лизинг, финансова помощ, сертификати за енергийна ефективност ...)

Вторият етап на трета фаза е свързан с подготовката на окончателен доклад и резюме. Този доклад съдържа:

- представяне на всяко решение (описание, разходи, рентабилност, ограничение в изпълнението, въздействията;

- обобщена таблица, показваща основните критерии за сравнение между решения, включително изразяването им в цифри;

- критичен анализ на данните и препоръки за действия, следващи одита: предпочитан план за действие, проучвания за изпълнимост;

- мониторинг план на потреблението и спестената енергия, постигнати чрез прилагането на мерките, избрани от производителя: Предложения от мерки за управление на съоръженията и препоръчителни показатели.

Последния етап е заключителната среща. По време на последното заседание производителя избира решение, което да следва.

Тази презентация ще осигури:

- Да се коментират резултатите от одита с всички длъжностни лица, представляващи клиента;

- Да предизвика реакция от страна на клиента за получените резултати

- Да постави резултатите в съответствие със стратегическите цели на компанията;

- Да убеди клиента в уместността и ефективността на препоръчаните действия;

- Да се определят приоритетите, сроковете, отговорниците за изпълнението на предписанията.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Енергийният одит не се провежда еднократно. Той представлява продължителен процес, при който се извършва сравнение на теоретичните данни, получени от изчисленията и практическите резултати от измерванията. Това води до все по-добро разбиране каква енергия да се използва, защо се използва, как се употребява и на каква цена. На базата на енергийния одит е възможно да се постигнат значителни икономии в производствените процеси и респективно във финансово отношение.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie de la France, Diagnosique dans industrie, 2000

[2] Canadian Industry program for energy conservation, Energy saving toolbox – an energy audit manual and tool

[3] Energy audit Methology

[4] Simplified Energy Audit Methodology

Автори: Юлия Заркова, докторант - катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: jzarkova@abv.bg*; Георги Милушев, доц. д-р – катедра Електроизмервателна техника, Факултет Автоматика; Технически Университет – София, *email: milushev@unitech-bg.com*

Постъпила на 28.03.2012 **Рецензент** проф. д-р П. Цветков

ПОДОБРЕНИЕ НА АЛГОРИТЪМА ЗА СЛЕДЕНЕ НА ЛИЦА ЧРЕЗ АКТУАЛИЗАЦИЯ НА ШАБЛОНА В РЕАЛНО ВРЕМЕ

Михаил Скопчанов

Резюме: *В настоящата статия се предлага подобрение на класическия алгоритъм за сравняване с шаблони на база изчисляване на нормирана кръс-корелационна функция между изображения в поток от видео данни и целево изображение. Чрез актуализация в реално време на изображението на дадена цел, например човешко лице, с определена област на интерес от общото изображение се получават по-добри резултати при проследяването. При използване на предлаганото подобрение алгоритъмът губи целта значително по-рядко, в сравнение с класическата реализация. Алгоритъмът може да се използва в системите за машинно зрение за мобилни роботи, способни да възприемат и обработват изображение, като Robotino на фирма Festo.*
Ключови думи: *машинно зрение, нормирана кросс-корелационна функция, следене на лица, сравняване с шаблони*

IMPROVED FACE TRACKING ALGORITHM USING REAL-TIME UPDATE OF THE TARGET IMAGE

Michael Scopchanov

Abstract: *This paper discusses an improvement of the classical pattern matching algorithm using normalized cross-correlation between snapshot images from a video stream and a target image. Updating the target image in real time with a particular region of interest in the image from the video stream yields better results in tracking a particular target such as a human face. With the proposed improvement the tracked object is lost in fewer cases compared to the classical implementation. The algorithm could be used as part of the machine vision system of image acquisition and processing capable mobile robots such as Robotino by Festo.*
Keywords: *face tracking, machine vision, normalized cross-correlation, pattern matching*

I. INTRODUCTION

A basic problem that often occurs in image processing is to determine the position of a given object in a still image. [1] Normalized cross-correlation is widely used to accomplish this task with high accuracy. [3] However, in the case of tracking a moving object within a video stream, the degree of similarity could fall significantly quite often, because the object does not appear the same all the time. Thus it could be lost rel-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

atively easy. To avoid this, an improved algorithm for object tracking is proposed. It utilizes a real-time update of the target image with a particular region of interest in the source video stream. The experimental results of its implementation are shown, compared to the ones, obtained by the classical pattern matching using normalized cross-correlation.

II. PATTERN MATCHING USING NORMALIZED CROSS-CORRELATION

The full-search template matching algorithm consists in calculating a correlation function at each position of a search area within an image, measuring the degree of similarity, or dissimilarity, between a given template and the current image subwindow. This determines a maximum-correlation position that locates the object in the examined image. [4]

II. 1. Cross-correlation basics

Let T is the matrix, containing the values of the target image, the so called template, and I - the matrix, representing the video snapshot. If T has dimensions (M_T, N_T) and I has dimensions (M_I, N_I), two-dimensional discrete cross-correlation between T and I is calculated according to equation (1). [7]

$$C(i,j) = \sum_{m=0}^{M_T-1} \sum_{n=0}^{N_T-1} T(m,n) \cdot conj(I(m+i, n+j)), \quad (1)$$

where $0 \le i < M_T + M_I - 1$ and $0 \le j < N_T + N_I - 1$.

C has its maximum value A when the two matrices are aligned so that they are shaped as similarly as possible. The coordinates of A mark the position where the target object is most likely to be located.

II. 2. Implementation for pattern matching

Pattern matching requires a template. It is extracted from a snapshot of the desired target, taken from the input video stream (Fig.1). Then the template is stored on the hard drive, as described in [5], for later use as input data for the cross-correlation function.

Fig.1 – Target extraction

The face tracking could be implemented, using the structure, shown on Fig.2.

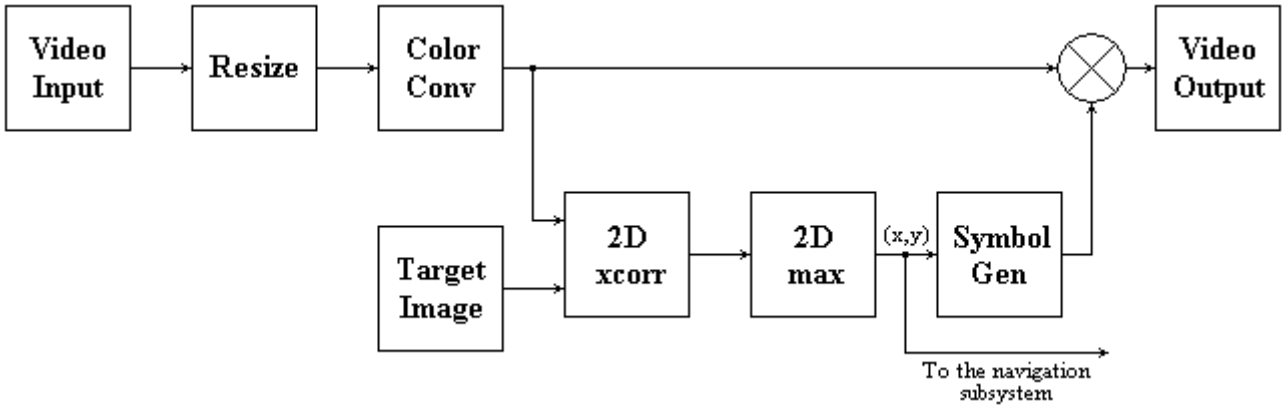


Fig.2 – Classical implementation of normalized two-dimensional cross-correlation for face tracking

Calculation of the cross-correlation function using the full-size snapshot image is very time consuming. For that reason the input video is resized to make it smaller and speed up its processing. The color space is then converted from RGB to grayscale as required by the *xcorr2* function in Matlab.
The cross-correlation function is computed and the coordinates (x, y) of its maximum are estimated. These coordinates are then used to place a red crosshair symbol on the screen, marking the position of the target in the scene (see Fig.4). They could also be fed into the robot navigation subsystem for further decision making, if used in such application.

II. 3. Experimental results

Fig.4 shows the results of successful face tracking, while moving the head around.

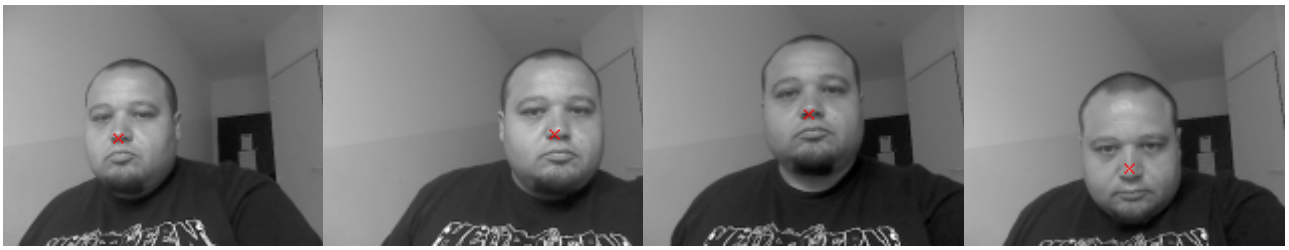


Fig.4 – Successful face tracking

However, relatively small changes in the orientation of the head or the distance to the camera lead to a loss of the position of the face due to the fall of A below a particular threshold.

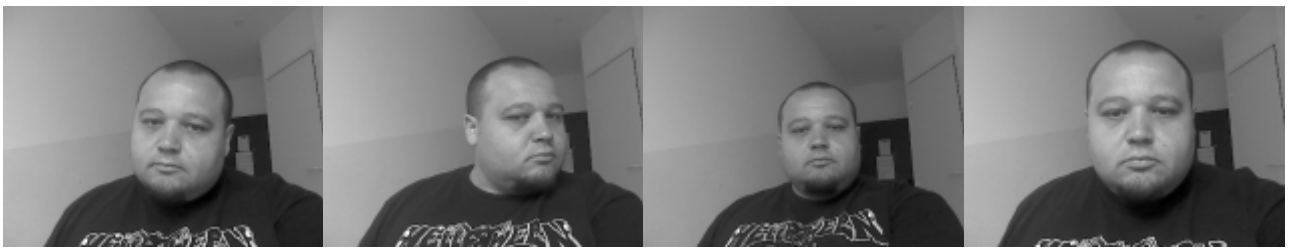


Fig.5 – Cases where classical implementation fails

Fig.5 shows some cases, where the location of the face is lost. It is not shown, but even changes in the facial expression could lead to a failure.

III. REAL-TIME UPDATE OF THE TARGET IMAGE

To overcome the drawbacks of the classical implementation of this method, it is necessary to constantly update the target image, maintaining A close to the value of 1. Bellow it is shown how this could be achieved.

III. 1. Description of the idea

If the speed of taking and processing images, measured in frames per second, is far greater than the speed of changing the target's appearance, then we could assume, that the target will look approximately the same in two successive frames, as expressed by (2)

$$T^{k+1} \approx T^{k}. \tag{2}$$

Hence, if A is the point, where the normalized cross-correlation function has its maximum (see Fig.6), then the region inside the dashed rectangle represents the current appearance of the desired object and could be taken as the next target image. This way, the small changes in the target's appearance are going to be taken into account in the next calculation of the cross-correlation function.

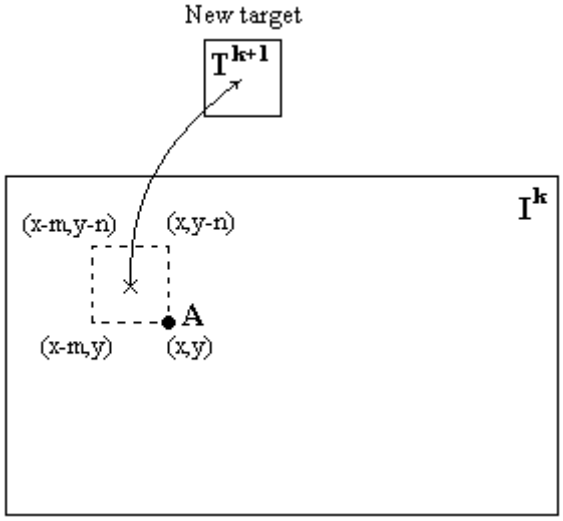


Fig.6 – Updating the target image

Equation (3) shows the way the next target image is taken as a region of interest inside the current frame.

$$T^{k+1} = I^{k}[y_A - n \cdots y_A; x_A - m \cdots x_A], \tag{3}$$

where x and y are the coordinates of point A and m and n are the dimensions of the target.

III. 2. Implementation

An implementation of the above presented idea is shown on Fig.7.
Two more blocks, *Region of Interest* (ROI) and *Comparator* (Comp), are added to the structure from Fig.2, along with a two-position switch. Furthermore, except the coordinates (x, y) of the maximum of the normalized cross-correlation function, its value A is also used.

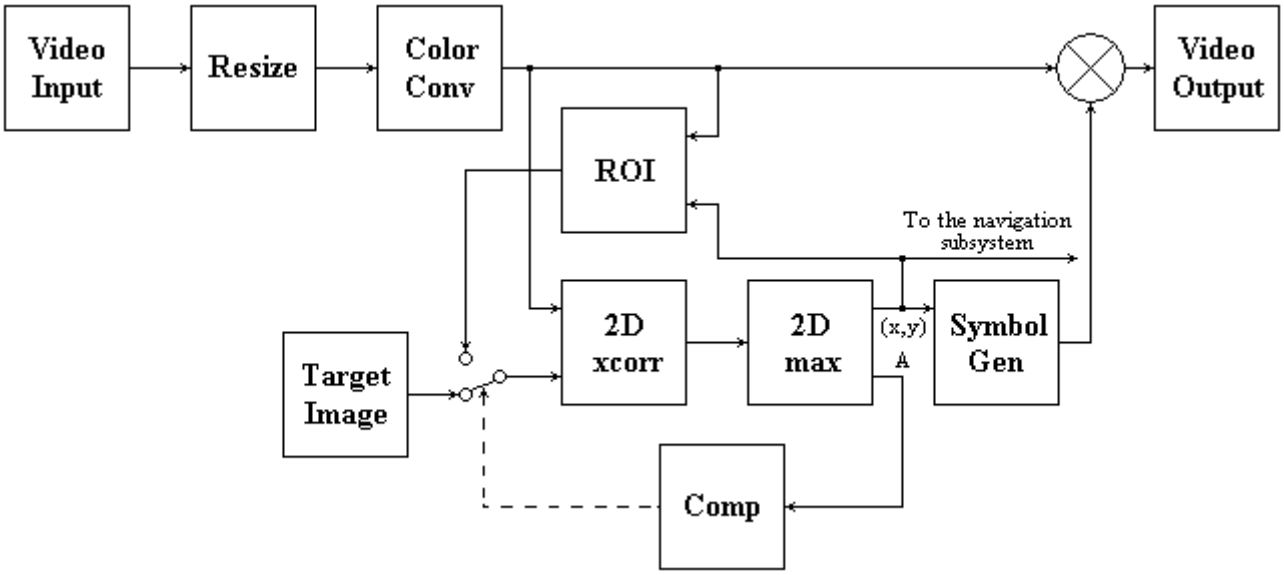


Fig.7 – Enhanced face tracking with real-time target update

First the algorithm looks for the initially stored target. If A exceeds a predefined threshold the target is considered to be found and the switch is operated, making the defined by x and y region of interest in the current frame a new target. If, for some reason, the target is lost, the switch is operated back to its initial position, allowing the algorithm to start searching again for the stored target. This resembles the human's behavior in similar situations. First, one looks for a familiar face in the crowd. When found, he or she notes it's position and could track it successfully regardless of how the face changes in appearance (smile, turn and so on). If a sudden unrecognizable change takes place, like another person gets in the way, then the search is resumed using the face as a reference.

III. 3. Experimental results

The proposed algorithm is tested in Matlab and the results are shown on Fig.8 and Fig.9. The same threshold is used as with the classical implementation.

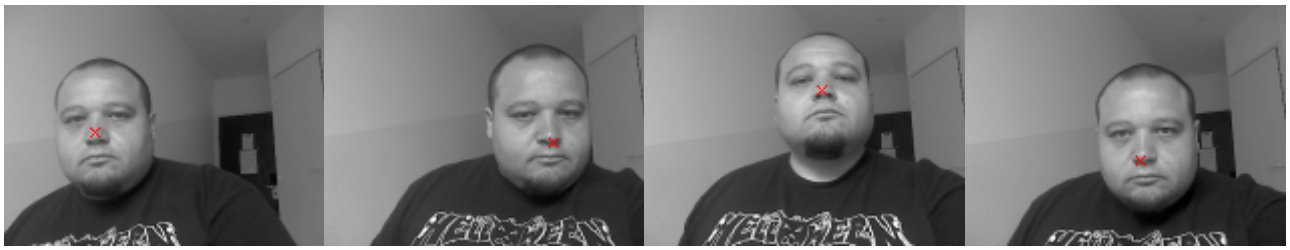


Fig.8 – Successful face tracking for the cases where the classical implementation succeeds

It is obvious, that the algorithm performs well where the classical implementation both succeeds (Fig.8) and fails (Fig.9).

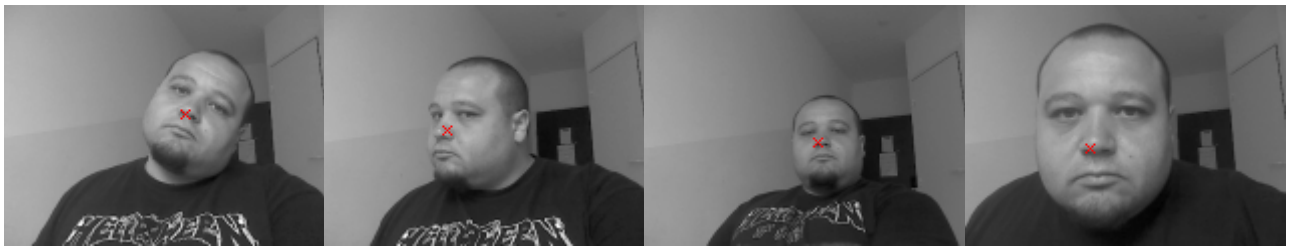


Fig.9 – Successful face tracking for the cases where the classical implementation fails

If the image acquisition and processing speed is not high enough, it is possible to locate the object incorrectly, as shown on Fig.10. The error might grow bigger with the time, leading to completely false results.

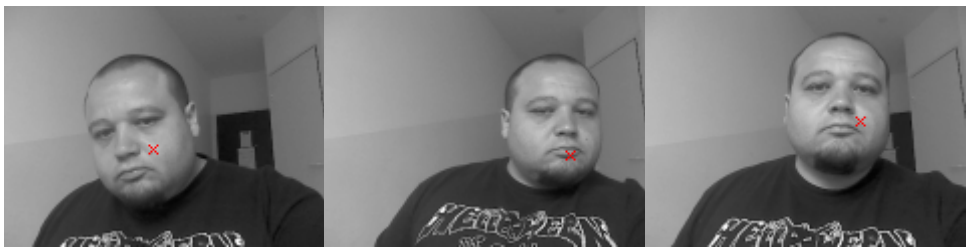


Fig.10 – Incorrect estimation of the target's position

IV. COMPARISON BETWEEN THE EXPERIMENTAL RESULTS

A Fig.11 show how the maximum of the normalized cross-correlation function changes in time for both the classical (blue line) and the proposed algorithm (green line) while the head is turning slowly to the left. The red line marks the threshold.

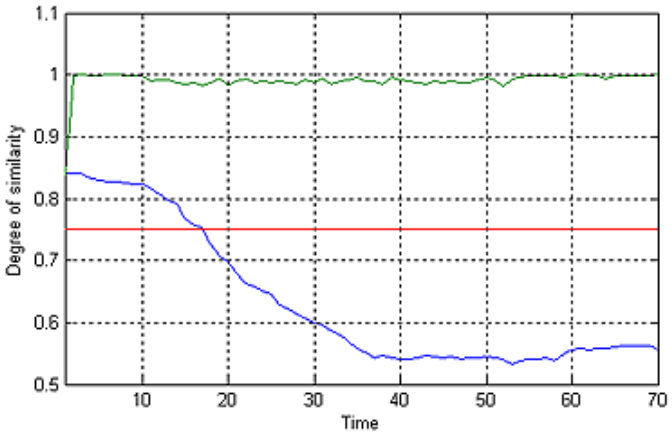


Fig.11 – Changes in the degree of similarity while the head is turned slowly to the left

Both algorithms start with the same degree of similarity. The first one loses the position of the face after the head is turned left a little bit. In contrary, the proposed algorithm continues to track the face, because once it locates the target in the image, it tries to keep the value of A close to 1.

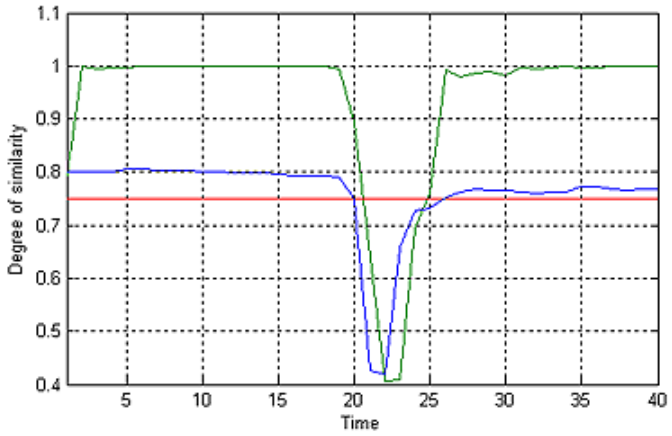


Fig.12 – Changes in the degree of similarity when the head is turned quickly to the left and then back

Fig.12 compares the changes in the degree of similarity when the head is moved quickly. Both algorithms react in a similar way, as the proposed one is slightly better.

V. CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

As it has been already shown, the proposed algorithm could be regarded as a significant improvement over the classical pattern matching using normalized cross-correlation between a snapshot from a video stream and a target image. It could be used as part of the machine vision system in robotic applications, such as positioning of industrial robot arms [6] and navigation of mobile robots. Future work will be focused

on faster initial target finding and making the algorithm as a whole more robust to changes in the ambient lighting.

ACKNOWLEDGEMENTS

The subject of this article is part of Project PD-16-2011 – "Microcontroller based control algorithms and communication protocols for collaborative robots" of Technical university of Varna funded by the Bulgarian government for PhD research.

BIBLIOGRAPHY

[1] Briechle K., U. Hanebeck, "Template matching using fast normalized cross correlation", Proceedings of SPIE: Optical Pattern Recognition XII, vol. 4387, pp. 95-102, 2001
[2] Hii A., C. Hann, J. Chase, E. Van Houten, "Fast normalized cross correlation for motion tracking using basis functions", Computer Methods and Programs in Biomedicine, vol. 82, issue 2, pp. 144-156, 2006
[3] Manickam S., S. Roth, T. Bushman, "Intelligent and Optimal Normalized Correlation for High-Speed Pattern Matching", Datacube Inc., 2000
[4] Mattoccia S., F. Tombari, L. Di Stefano, "Fast Full-Search Equivalent Template Matching by Enhanced Bounded Correlation", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 17, issue 4, pp. 528-538, 2008
[5] Scopchanov M., Draganova E., "Showing a Video Stream in User Window Under MATLAB", Proceedings on scientific conference "Young in the Science 2010", Technical University of Varna, pp. 76-79, 2010
[6] Scopchanov M., H. Hristoskov, E. Draganova, O. Farhi, "Video Based Machine Vision for Industrial Robot Arm", Proceedings of International Conference on Automation, Control and Information Technologies, pp. 165-168, 2010
[7] http://www.mathworks.com/

Автор: Михаил Валентинов Скопчанов - гл. ас. д-р в Технически Университет - Варна; *email: scopchanov@tu-varna.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Д. Димитров

УПРАВЛЕНИЕ НА ОВК СИСТЕМА ЗА ЛЕТИЩЕН ТЕРМИНАЛ

Ренгинар Рашид Веско Узунов Петър Петров

Резюме: *Докладът разглежда управлението на част от система за сградна автоматизация, обхващаща инсталация за отопление, вентилация и климатизация (ОВК) на летищен терминал. Системата е изградена на базата на програмируеми логически контролери (ПЛК), обменящи информация чрез MODBUS комуникационен протокол върху RS485 и Ethernet интерфейси. Данните от ПЛК се обират в сървър, върху който е инсталиран софтуер тип SCADA, с цел централно управление и визуализация на процесите.*
Ключови думи: *сградна автоматизация, ОВК, управление, ПЛК, SCADA, MODBUS*

HVAC MANAGEMENT SYSTEM FOR AIRPORT TERMINAL

Renginar Rashid Vesko Uzunov Petar Petrov

Summary: *Current work observes a part of a building automation system including control of heating, ventilation and air conditioning (HVAC) system of an airport terminal. The system is based on programmable logic controllers (PLC) that exchange information via MODBUS communication protocol on RS485 and Ethernet interfaces. Data from PLCs are being collected in a server on which is installed SCADA software for central management and visualization of processes.*
Keywords: *building automation, HVAC, control, PLC, SCADA, MODBUS*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Сложността на инсталациите в сградите нараства бързо. Това може да се види, както за малки частни къщи, така и за големи офис - сгради, заводи и летища. Това увеличаване на инвестициите в сградната инсталация се дължи на усилията за намаляване на консумацията на енергия и други ресурси, както и за повишаване на безопасността, сигурността и комфорта на хората в сградата.[1]

Като един от основните консуматори на електроенергия, подлежащ на автоматизиране с цел минимизиране на разходите, е системата за отопление, вентилация и климатизация. С напредване на технологиите в тази област ОВК инсталациите стават все по-разнообразни и ефективни.

Централизираната водновъздушна климатизация е сред използваните технологии за поддържане на благоприятни условия на средата при помещения с голям обем. Характерно за тази технология е използването на въздуха в ролята на топ-

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

лоносител, който предварително подгрят (охладен) до определена температура, се подава в съответното помещение[2]. Широкото приложение на водновъздушното отопление се дължи на постигания минимален температурен градиент в работната зона на помещението, при правилно организиране на подаването и изсмукването на въздуха. За разлика от местното водновъздушно отопление, при централното, въздухът се загрява извън отоплявaните помещения и по въздухопроводна мрежа се доставя и разпределя в тях. По принцип, централните водноовъздушни инсталации изпълняват и функциите на общообменна вентилация на помещенията.

Климатизацията е процес, чрез който се поддържа комплекс от основни параметри на въздуха в помещенията в съответствие с предварително въведени диапазони на изменение. За разлика от вентилацията, чието предназначение е да осигури подаването на свеж въздух към вътрешните пространства, климатизацията с основание би могла да се разглежда като следващо, оптимизирано ниво в поддържането на здравословни и комфортни условия на работа и почивка във всички сфери на индустрията, бита и обществения сектор.[3] Основните параметри на въздуха, които определят микроклимата в сградите, са температура, влажност и замърсеност.

2. ИЗИСКВАНИЯ КЪМ СИСТЕМАТА

На базата на предварително въведени режими на работа или като функция на текущите стойности на отделни контролирани величини, BMS системата контролира и управлява работата на ОВК инсталациите, както и на всички останали инсталации в сградата. Информацията за контролираните величини (температура, влажност и замърсеност на въздуха) се събира чрез датчици, които я предават на контролер. Той има за задача да сравни текущите стойности на следените променливи с предварително въведените базови стойности, след което да изпрати управляващи сигнали към съответните изпълнителни механизми. По този начин се постига оптимална работа на климатизацията, отоплението и/или вентилацията с оглед поддържане на комфортен микроклимат при минимален разход на енергия.

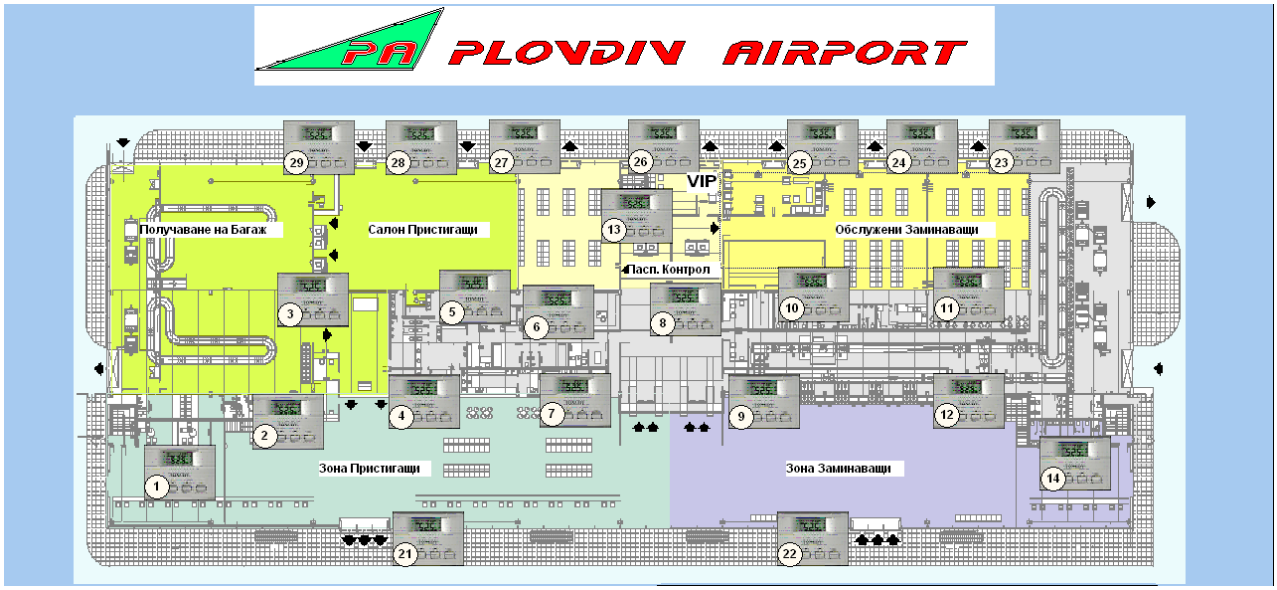
Сред поддържаните от BMS функции е и автоматичната защита от замръзване на топлоносителя в отоплителната инсталация и водата във водопроводната система, при която помпите се включват автоматично при външна температура под 5 °C [4]. Друга функция е компенсирането на разликата между външната температура и температурата на водата, циркулираща в отоплителната инсталация. Системата гарантира правилно изпълнение на режимите на работа и навременна сигнализация при аварийни ситуации.

Ще бъде разгледана част от цялостната инсталация на ОВК системата в терминала, а именно подсистема „Климатични камери”.

3. ПОДСИСТЕМА „КЛИМАТИЧНИ КАМЕРИ”

За поддържане на комфортни условия в помещенията е изградена ОВК система, състояща се от осем климатични камери. Всяка камера е двузонова, с което се

дава възможност за упрвление на нуждите на отделните помещения по 16 отделни „ръкава” за климатизация. На фиг.1 е показан план на помещенията.



Фиг.1 План на помещенията

Разпределение на зоните за климатизация е направено според приложението на помещенията, а именно:

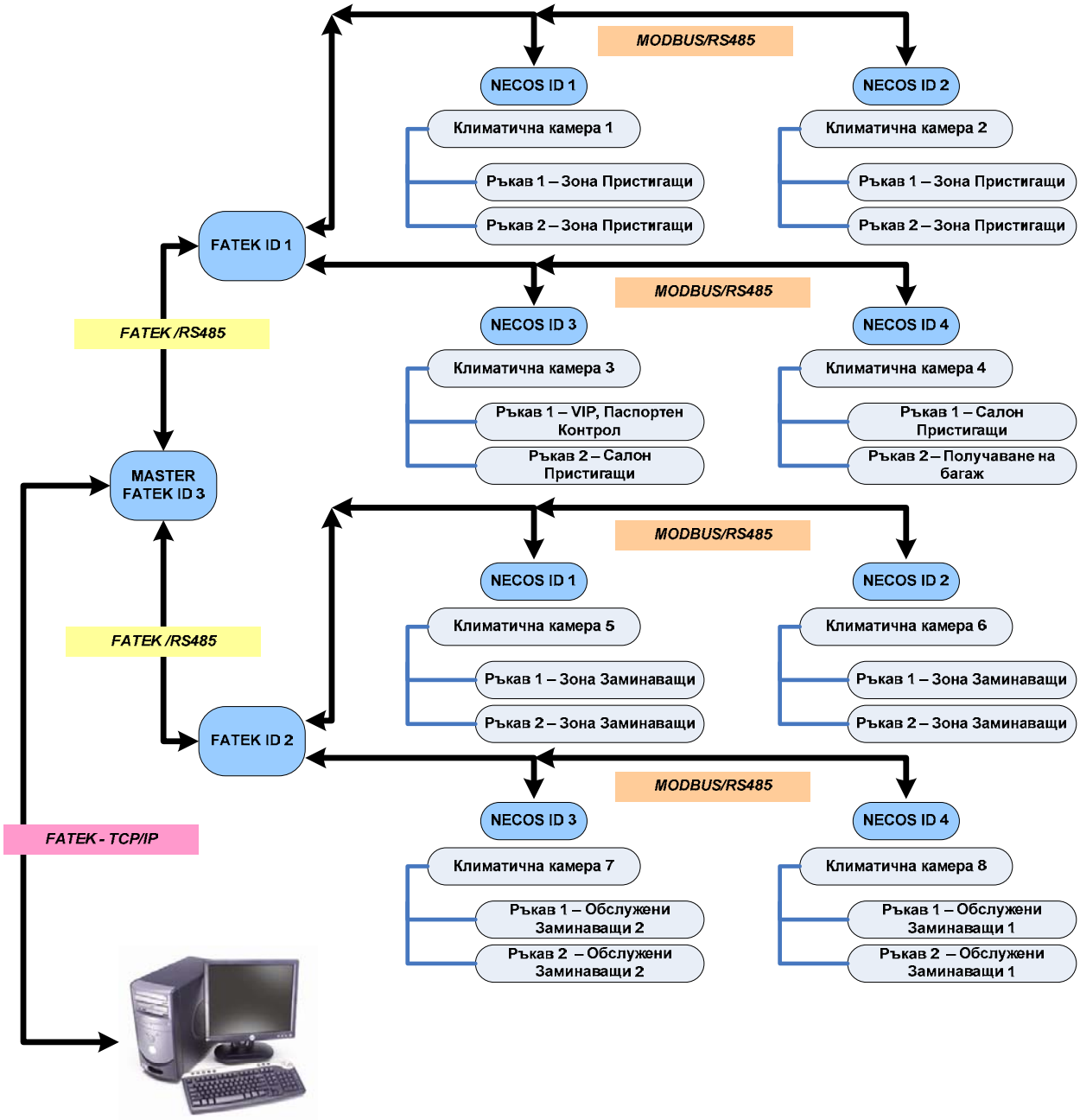
- Салон Пристигащи;
- Получаване на багаж;
- Зона Пристигащи;
- Зона Заминаващи;
- Паспортен контрол и VIP;
- Обслужени Заминаващи 1;
- Обслужени Заминаващи 2;

Като при така направено разпределение „Зона Пристигащи” и „Зона Заминашащи” са едно общо помещение с голям обем. Тези две зони обхващат цялата предна част на терминала, наречена „Крило – Паркинг”. „Салон Пристигащи”, „Получаване на багаж”, „VIP”, „Обслужени Заминаващи 1” и „Обслужени Заминаващи 2” попадат в така нареченото „Крило – Писта”. „Паспортен Контрол” остава като преходна част между двете крила и като въздушен обем се слива с „Крило – Паркинг”.

Така структурирани отделните зони се обслужват от осем климатични камери, като всяка от тях обслужва по два „ръкава”.

На фиг.2 е показано разпределението на климатичните камери и ръкавите им за климатизиране на обособените зони също така и изградената комуникационна структура на тази част от системата за сграден мениджмънт. За всяка климатична камера е предвиден контролер за управление – NECOS. Използват се осем контролера от този тип, които от своя страна са разпределени в два комуникационни кръга. За прочитане на данните от всеки кръг се използва по един контролер – FATEK, който от своя страна обменя информация с контролер FATEK

Master– на по високо йерархично ниво. Описани са имената на всички устройства, като са съобразени с адресите им в комуникационната мрежа. Както може да се види и на схемата устройствата Necos 1 – 4 комуникират с Fatek 1, Necos 5 – 8 - с Fatek 2 чрез MODBUS протокол. За предаване на информацията към по – високо ниво Fatek 1 и 2 използват вътрешен комуникационен протокол на фирмата производител. Fatek Master, който е събрал необходимата информация, изготвя новите задания и комуникира със сървър, на който е инсталиран и разработен софтуер за визуализация и управление тип SCADA.



Фиг.2 Разпределение на климатични камери според обслужвани помещения. Комуникационна структура на подсистемата.

На фиг.3 е показан прозорец от софтуера за визуализация и управление на системата за сградна автоматизация. На екрана е показана една от осемте климатични камери, които са еднотипни и използват един и същ алгоритъм за управление.

Фиг.3 Управление на климатична камера от SCADA

Всяка камера разполага с вентилатори, задвижвани от честотни инвертори, топлообменник, циркулационна помпа, филтри, подвижни жалузийни решетки.

При така окомплектованите климатични камери са подбрани сензори и изпълнителни механизми за автоматичното управление, както следва:

1) Сензори, измерващи температурата на:
- Входящ въздух;
- Въздух от помещения;
- Въздух към помещения;
- Вода в топлообменник;

2) Диференциални пресостати на входящ и изходящ филтър;

От контактори и моторни защити се събира информация за работата на вентилаторите и помпите. Работната честота се получава по комуникация с инверторите.

Подвижните жалузийни решетки се управляват от задвижки, а сигналът за отворено или затворено състояние се изработва от алгоритъм в софтуера на контролерите.

Конкретният алгоритъм за управление, приложен като софтуер в контролерите и SCADA системата ще бъдат разгледани в бъдеще като продължение на настоящата разработка.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При така изградената система за управление на ОВК частта се постигат изискванията заложени в заданието:

- Поддържане на желана температура;
- Оптимална влажност на въздуха в помещенията;
- Ниво на замърсеност на въздуха в разрешените норми;
- Намаляне на персонала за поддръжка на системите;
- Бърза и лесна ориентация при аварийни ситуации;
- Управление на механизмите от разстояние по зададен график;
- Висока енергоефективност и ниски нива на замърсяване на околната среда;

ЛИТЕРАТУРА

[1] Bernd Schürmann, ***Structure and Design of Building Automation Systems***, University of Kaiserslautern, Germany

[2] ***Топловъздушно отопление***, Сп. Инженеринг ревю – брой 8, Ноември 2006

[3] ***Топловъздушно отопление***, Сп. Инженеринг ревю – брой 8, Ноември 2006

[4] ***Автоматично управление на ОВК инсталации в сгради***, Сп. ТД инсталации #51 Април 2011

Автори: инж. Ренгинар Рашид, докторант в Катедра”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, 304 УПБ e-mail: *renginar_r@hotmail.com*; инж. Веско Узунов, главен асистент в Катедра” Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, 525 НУК; e-mail: vuzunov@dir.bg; доц. д-р инж. П. Петров, доцент в катедра” Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, 812 Е; e-mail: *p_petrov52@abv.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Б. Борисов

ЙЕРАРХИЧНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЕЛЕКТРОЗАХРАНВАНЕТО НА БИЗНЕС СГРАДА ТИП МОЛ

Ростислав Райчев, Веско Узунов, Петър Петров

Резюме: *В настоящата публикация са формирани основните технико-икономически изисквания към система за управление на търговско- административна сграда, съобразени с основните критерии за комфорт и лесна поддръжка. Разглежда се формирането на организацията и функционалността на йерархична система за управление на електрозахранване, като се конкретизират функциите и разпределянето на задачите за решаване на всички подсистеми. Предлага се и техническа структура за реализация. Предвидено е развитието на системата по вертикала, като подсистема на по-голяма система. Решени са задачи за мониторинг и управление на захранването с резервиране от първи клас и контрол и диалог с оператор за аварийни ситуации. Предложената подсистема реализира ръчен и автоматичен режим, местно и централно управление.*

Ключови думи: *йерархична система, електрозахранване, визуализиране, автоматично управление, SCADA, ПЛК*

HIERARCHICAL SYSTEM FOR POWERMANAGMENT OF A BUSINESS BUILDING TYPE MALL

Rostislav Raychev, VeskoUzunov, Petar Petrov

Abstract: *In this publication is formed the main technical and economic requirements for system management of a commercial office building, consistent with the basic criteria for comfort and easy maintenance. Consider the formation of the organization and the functionality of the hierarchy system management of the power system by specifying the functions and allocation of tasks to solve all subsystems. Proposed is a structure and technical implementation. It is provided development of the system vertically, as a subsystem of a larger system. Resolved tasks are monitoring and management of the power system, automatic changeover and control and dialog with operator for emergency situations. The proposed subsystem implements manual and automatic control mode, local and central control.*

Keywords: *hierarchical system, power management, monitoring, automatic control, SCADA, PLC.*

© 2012 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Едно от основните изисквания към една търговско-административна сграда е комфортът на служителите и посетителите. За постигането му са нужни да бъдат изпълнени редица фактори, като добро качество на климата в общите части – температура, влажност и замърсеност, пожаробезопастност, добро осветление, както и редица други. За локалните помещения пък е нужна възможността за индивидуално нагласяне на желаните климатични условия. Това от своя страна допринася за увеличаването на продуктивността на служителите в тях. Важен фактор е и осигуряването на ефективност относно следенето и управлението на консумираната енергия в сградата, с цел по нисък разход.

Осигуряването на тези основни изисквания подобрява условията за работа и надеждност от икономическа гледна точка, което пък от своя страна осигурява допълнителни облаги на собствениците на сградата. Сред тях са възможността за по-висок наем, гъвкавост при промяна на статута за ползване на дадено помещение, индивидуално отчитане на разходите на всеки наемател, както и много други.

С изграждането на единна система за управление на всички процеси в сградата, собствениците ще имат възможността, както за централно управление и мониторинг, така и за дистанционно управление. Това увеличава надеждността и спестява време.

С изграждането на такава система се подобряват и възможностите за поддръжка – добра информираност, лесно диагностициране на проблемите и възможност за съставяне на график, както на персонала за поддръжка, така и на устройствата в сградата, с което се подобрява ефективността и на двете. Тази система предлага и ранно засичане на проблемите и възможност за бързото им отстраняване.

В изпълнението на всички тези условия, се крие чувството за добър комфорт на всички посетители, служители, наематели и собственици на сградата.

2. Характеристики на йерархичната структура на системите

Една от най-важните системи във всяка една сграда е системата, която доставя енергията, необходима за работа на всички останали системи. В съвременните сгради това е системата на електрозахранването.

В зависимост обема на сградата, една такава система може да има и сложна конфигурация. Най-често такава система включва:

- Следене и управление на електрозахранването до главните разпределителни табла;
- Следене и управление на позицията на товарните прекъсвачи;
- Следене на контролно-измервателните прибори;
- Следене и управление на електрозахранването и осигуряване на зададения клас за резервираност (чрез дизел-генератор или др.);

- Следене и управление на основното, дежурното и фасадното осветление (контактори и токови кръгове);
- Следене и управление на плъзгащи се и ролетни врати;
- Следене и управление на подгреви за тръби и рампи (режим против замръзване);
- Следене и управление на хидрофорни и спринклерни помпи, както и помпи за отпадни води;
- Следене и управление на асансьори, елеватори и други повдигащи механизми;
- Следене и управление на противопожарни клапи, противодимни клапи и люкове;
- Справка за изразходваната електроенергия;
- Други.

Както става ясно, управляваните съоръжения могат да бъдат всеобхватни и най-разнообразни, дори е възможно те да принадлежат като елементи и на друга система (като пожароизвестяване, пожарогасене, водоснабдителна или водоотвеждаща част, както и всяка друга за дадена сграда).

Възниква въпросът – възможно ли е едни и същи съоръжения да принадлежат към различни системи. Отговорът е – зависи от конфигурирането им. Една система винаги може да се разглежда като подсистема на голяма система. Понятието „голяма система” възниква за да отрази повишената размерност на сложния вид на моделите изследвани обекти, системи и процеси. То отразява субективното виждане и подход на изследователя към изследвания обект и не е резултат от обективно количество измерване на параметри и показатели [4].

Щом като едни и същи съоръжения могат да принадлежат едновременно към няколко различни системи, тогава съвсем основателно възниква и въпросът за приоритет на системите върху съоръженията. Трябва да се състави модел или да се предложи подход, по който системите да разпознават своя приоритет за дадена ситуация. Отделно стои въпросът и за устройствата във една система, които управляват отделните изпълнителни механизми или други устройства в една подсистема.

В този тип обекти, поради големия обем информация за обработка, се налага прилагането на йерархична структура, с реализация на базата на компютърно-комуникационни мрежи за управление [1]. Чрез йерархиите се цели да се намалят дейностите, свързани с директните изчисления при централизирания начин на функциониране и управление. Йерархията като понятие се дефинира чрез три съществени характеристики:

- Вертикална съподчиненост;
- Право на вмешателство на по-високото към по-ниското ниво;
- Взаимосвързаност на действията и състоянията;

Решаването на глобалната задача от йерархичната система се решава чрез[1]:

- Декомпозиция[2,3];
- Координация на задачите [1,2];

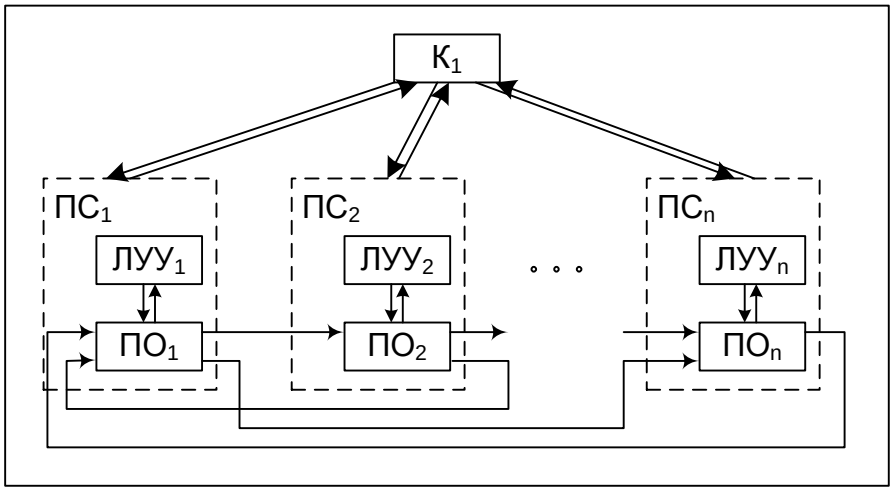
Декомпозицията се реализира чрез метода TOP-DOWN (“от горе - надолу” или “от общото към детайлното”) [3]. При него елементът предмет на анализа постепенно се разделя на самостоятелни поделементи до тогава, докато се стигне до така наречените черни кутии – елементи, които не могат да се разделят. При прилагане на този метод се получава дървовидна структура. Декомпозицията е може би най-лесната за разбиране техника и същевременно най-трудната за усвояване. Тя произтича от системния технологичен подход.

Задачата на координатора е да предскаже обема от ресурси, които се разпределят между подсистемите ѝ [1].

Атрактивността на йерархичния подход произтича от това, че на всеки етап от йерархичните изчисления се решават задачи с ниска размерност.

3. КЛАСИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ДВУНИВОВА ЙЕРАРХИЧНА СИСТЕМА

Класическата постановка на теорията на йерархичните системи разглежда йерархична система с две нива (Фиг. 1) [1]. Обектът е сложен и се състои от подобекти $ПО_i$, i=1..n, всеки от които се управлява от локално управляващо устройство $ЛЛУ_i$, i=1..n. При функциониране на подсистемата $ПС_i$ i=1..n, $ЛЛУ_i$ управлява $ПО_i$ и не може да изменя въздействията идващи от свързаните към него подобекти. От второ йерархично ниво координаторът К въздейства върху $ЛЛУ_i$ i=1..n, така че като цяло двуйерархичната система действа без противоречия.



Фиг.1. Класически двунивов модел

Функционирането на системата се определя от три вида задачи:

- Глобална задача, поставена от цялата система, която отразява предназначението на системата;
- Локални задачи, поставени и решавани от подсистемите $ПС_i$, включващи съвкупността $ЛУУ_i$ и $ПО_i$, чието съвместно управление осигурява решението на глобалната задача;

- Задача за координатора;

Глобалната целева функция $F(x)$, поставена и решавана от йерархичната система е дадена във вида:

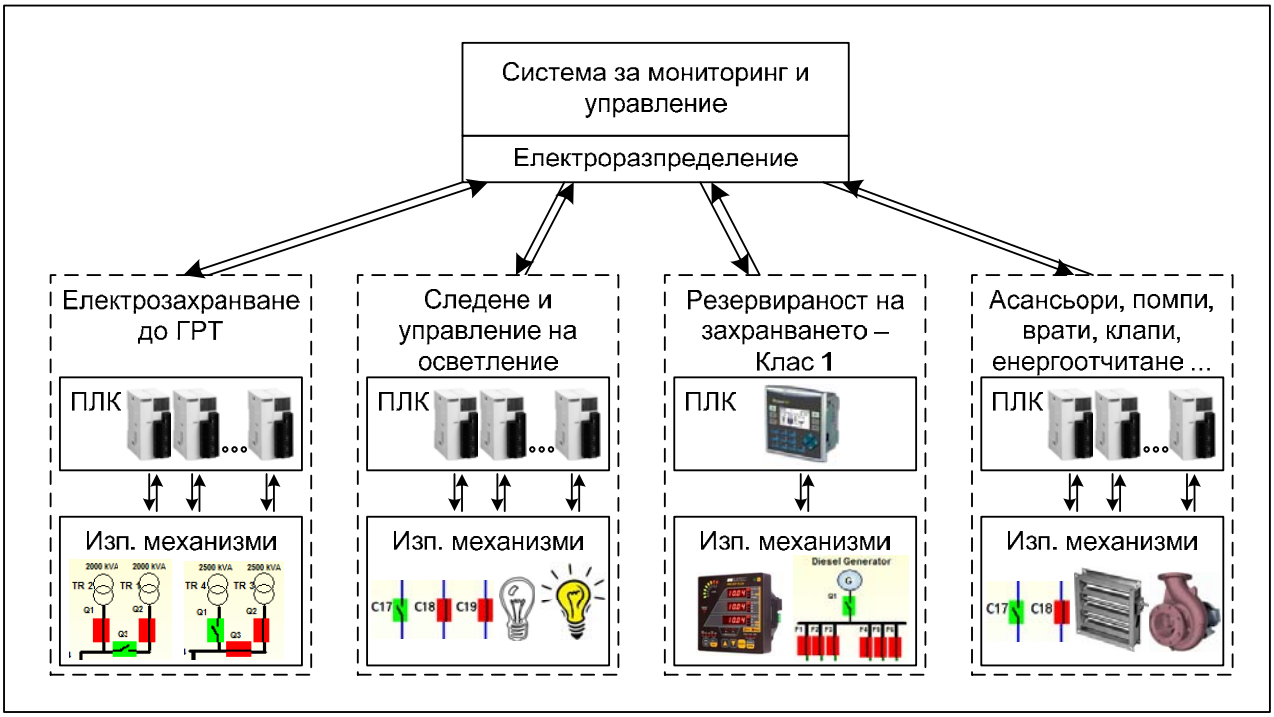
$$F(x) = \max \sum_{i=1}^{n} F_i(x_i),\ g(x) = \sum_{i=1}^{n} g_i(x_i),\ F_i(x) \in E^n,\ g_i(x) \in E^m, \qquad (1)$$

където $x_i=(x_{1i}, \ldots, x_{ni})$; n_i е размерността на x_i; g(x) са локалните ограничения отразяващи взаимосвързаността на подобектите.

Тази функция има за цел осигуряване на максимална работоспособност на системата за електроразпределение, на всички подсистеми и обекти за управление. По- нататък в доклада се разглежда декомпозиция и координация на задачите на блочно-диагоналната структура на йерархичната система за управление по отношение на локалните параметри x_i. Аналитичното описание и алгоритмизация на показаната структура се разглеждат в друг доклад.

4. ЙЕРАРХИЧНА СТРУКТУРА НА СИСТЕМА ЗА ЕЛЕКТРОРАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА БИЗНЕС СГРАДА

На фиг.2 е показана структурната схема на йерархична система за мониторинг и управление електроразпределението в една бизнес сграда, която е внедрена в реални условия. Основна задача за решаване е осигуряване захранване на другите системи и съоръжения в сградата и гарантиране резервираността на захранването – Клас 1.



Фиг.2. Двунивова йерархична система - Електроразпределение

Тази система може да се разглежда като двунивова йерархична система, имайки предвид класическия модел.

Формирани са няколко подсистеми, чиито задачи са да управляват на локално ниво сходни по функционалност процеси и обекти за управление.

Това са:

- Подсистема за следене на електрозахранването до главните разпределителни табла;
- Подсистема за следене и управление на осветлението;
- Подсистема за резервираност на захранването;
- И други.

Техническата реализация на системата е на базата на програмируеми логически контролери (ПЛК). Те следят входните величини и в съответствие със заложените алгоритми за управление формират и подават сигнал към изходните величини.

Задачата на подсистемата за следене на електрозахранването до главните разпределителни табла е основно да информира за наличие на напрежение от трансформаторите до самите табла, както и следене на качеството на захранващото напрежение и консумираната електроенергия. Това се реализира чрез следене състоянието на главните прекъсвачи и разединители и съответно се формира информация от измервателните уреди в базата данни. Тази подсистема дава възможността и за дистанционно разединяване на прекъсвач. Неговото присъединяване обаче, става само локално, с цел безопасност.

Подсистемата за следене и управление на осветлението има за цел да осигури подходяща осветеност в общите помещения през различните времеви интервали на денонощието. Включването и изключването на отделните токови кръгове става ръчно или автоматично – посредством седмичен график. При автоматичния режим се постига по-голяма ефективност, както на изразходваната електроенергия, така и по отношение на натовареността на персонала по поддръжка. Реализирано е диагностициране чрез контакторите на отделните токови кръгове, по отношение на състоянието на контактора (вкл./изкл.) и по отношение на изправността му. Това улеснява поддръжката.

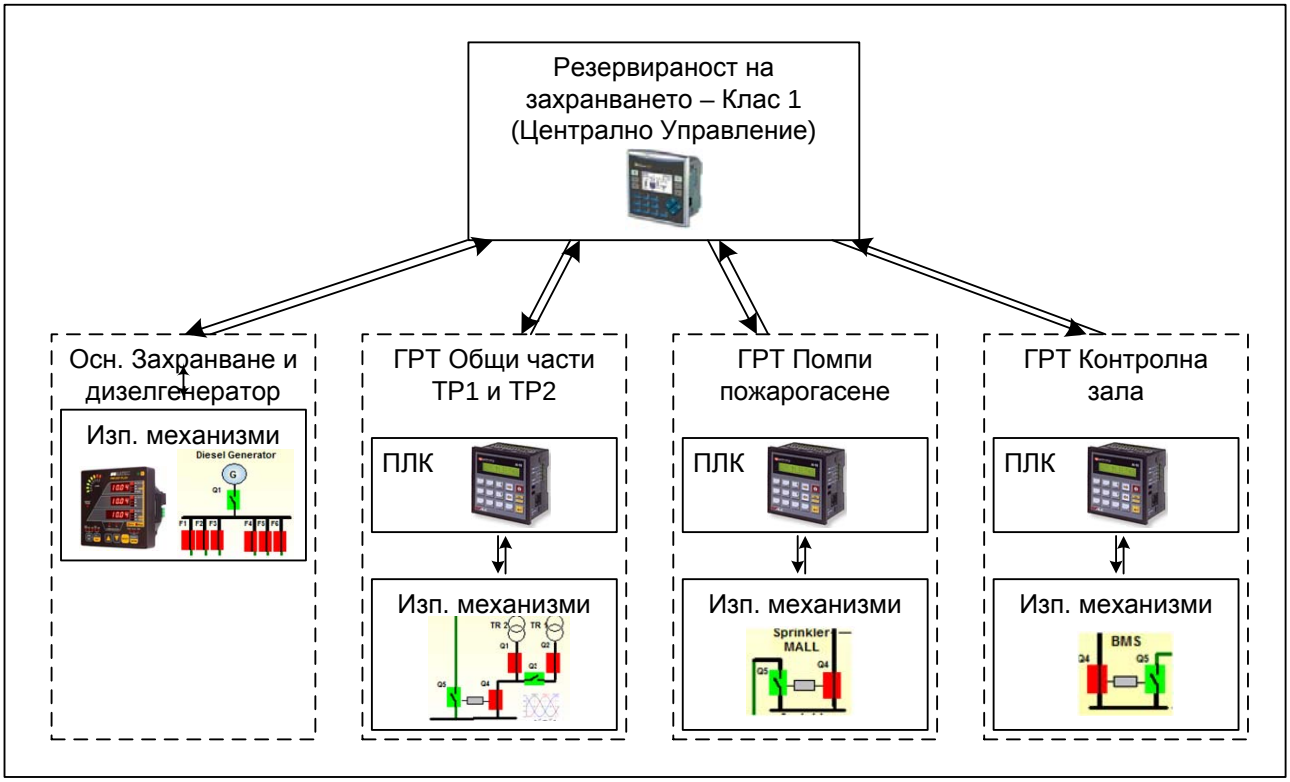
Подсистемата за резервираност на захранването също може да бъде разглеждана и като йерархична система за управление с две нива (Фиг.3).

Системата има за задача да следи наличието на качествено захранване, както на локално, така и на глобално ниво и в случай на отпадане на напрежението да подсигури такова. В случай на пожар да гарантира захранването на определени главни разпределителни табла [5].

Системата има Master – Slave комуникационна структура. Централното управляващо устройство и локалните такива на отделните подсистеми са също ПЛК. Те следят за наличие на качествено захранване на основните шини посредством релета за последователност на фазите.

При отсъствие на такова, управляващите устройства на локално ниво разединяват прекъсвачите си от основните шини и пращат заявка на централното устройство за присъединяване към резервираните шини.

Централното устройство взема решение в кои случаи да стартира процедурата по осигуряване на резервно захранване.



Фиг.3. Двунивова йерархична система – Резервираност на захранването

След установяване на наличие на такава ситуация, то подава сигнал към дизелгенератора за включване и посредством измервателни уреди установява наличие на качествено резервно захранване. След това дава приоритетно разрешение на подсистемите за присъединяване към резервните шини.

Централното устройство следи за качествено захранване на основната шина също посредством реле за поредност на фазите, а сигналът за пожар в сградата получава на съответния цифров вход.

За случаите на централно отпадане на основното захранване, както и ситуация пожар, се изпълняват същите действия, но разрешение за включване на главните разпределителни табла към резервираната шина се подава в определен алгоритъм.

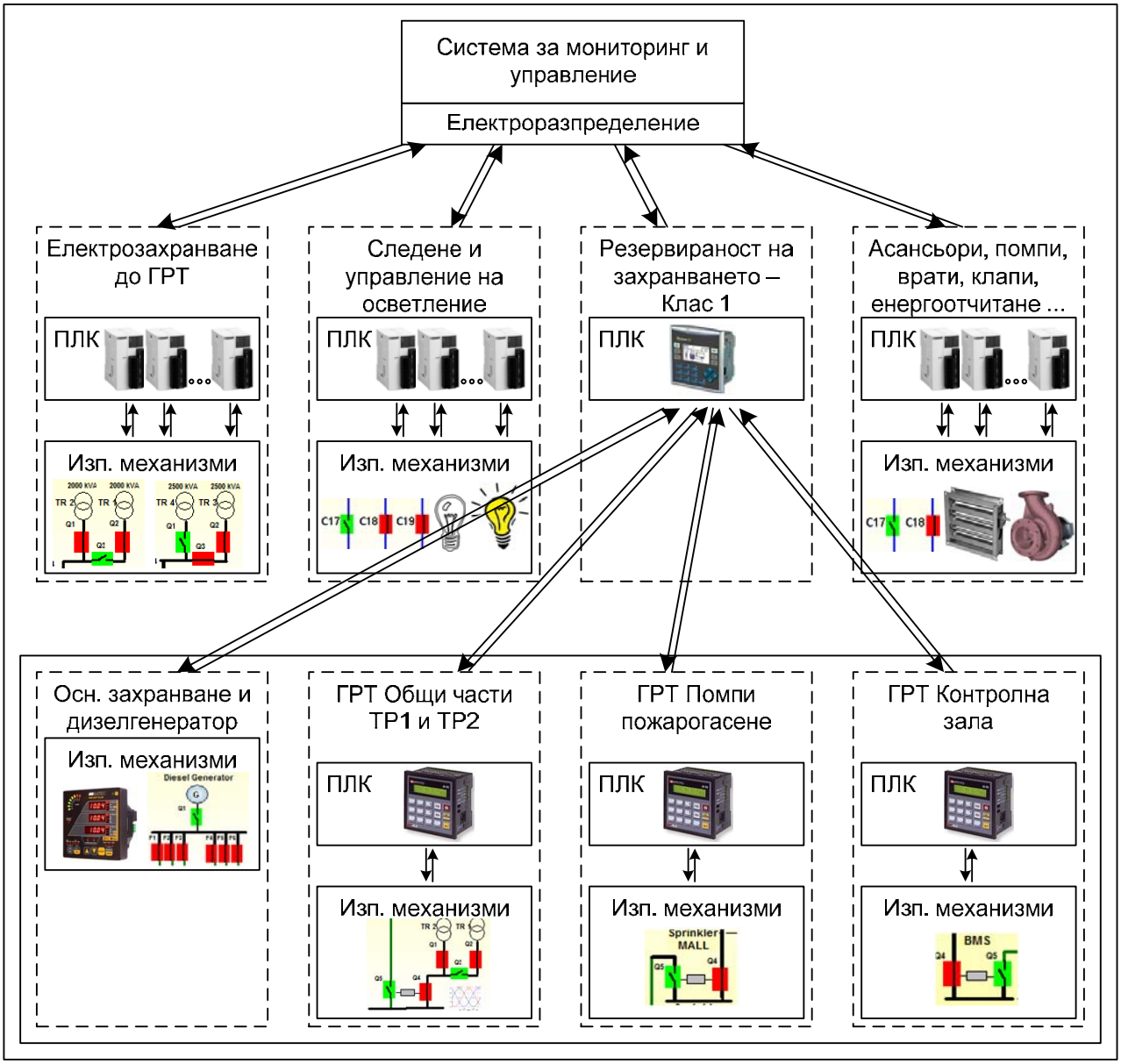
При случай на пожар например, с най-голям приоритет са главните разпределителни табла, осигуряващи захранване на пожарогасителната техника. Вземането на решение за отработване на аварийна ситуация е от централното устройство.

То може да укаже дали системата работи в ръчен или автоматичен режим, като при работа в автоматичен режим системата изпълнява предварително заложените алгоритми, а при работа в ръчен режим оператор трябва да въздейства на процесите предвид непредвидени ситуации или с цел профилактика.

Така разгледана, системата работи напълно автономно. Но на практика тя е част от предходно разгледаната система, тъй като ползва нейните информационни структури, а и до известна степен е зависима от най-високото ниво на йерархичната система.

От най-високото ниво в йерархията, също се указва дали системата за резервираност трябва да работи в автоматичен или в ръчен режим, като от това ниво главният диспечер разполага с по-голяма информираност за събитията, тъй като има достъп и до другите подсистеми на системата за електроразпределение.

По този начин системата за електроразпределение и подсистемата за резервираност на захранването се разглеждат като тринивова йерархична система (фиг.4).

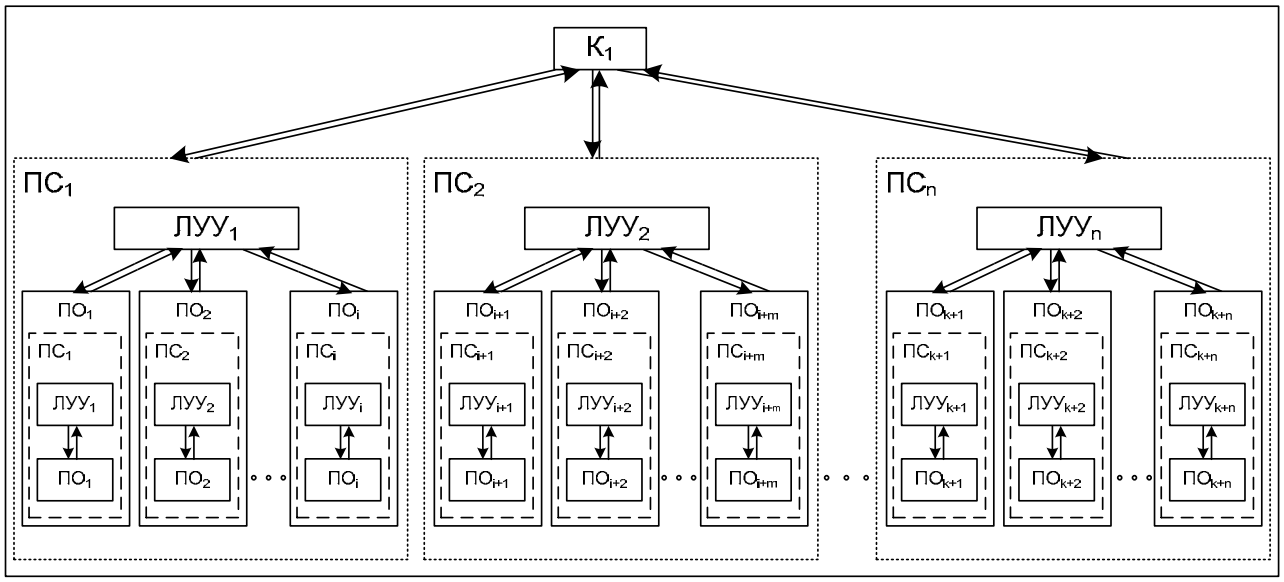


Фиг.4. Тринивова йерархична система

Предложената йерархична система за управление реализира автоматичен и ръчен режим, местно и централно управление. Реализира диагностика в реално време на електроразпространението, съхранение на данните в база от данни, ка-

то позволява справка на моментно консумираната електроенергия, както и справка за минал период.

Също така гарантира ранно диагностициране на проблемите и отработване на аварийни ситуации.



Фиг. 5. Организационна структура на тринивова йерархична система

Описаната йерархична система е внедрена в реални условия. Организационна структура на тринивовата йерархична система в обобщен вариант е показана на Фиг.5.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на класическа двунивова йерархична структура на сложна система за управление е предложена реализация на тринивова система за електроразпределение на бизнес сграда.

Предложената двунивова йерархична структура е доразвита в тринивова йерархична структура с нива за управление:

- Първо ниво – подсистеми за управление на електрозахранването на локално ниво;
- Второ ниво – подсистеми за следене на захранването до главните разпределителни нива, осветлението, резервираността на захранването и други;
- Трето ниво – координатор, осъществяващ условията за координираност и съвместимост в йерархичната система.

След декомпозиция на структурата на системата са формирани задачите за решаване на отделните подсистеми и са разпределени задачите за вземане на решения за отработване на аварийни ситуации.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Т. Стоилов, К. Стоилова (1996), ***Статични математически модели в теорията на йерархичните системи***, САИ – автоматика и информатика, 1996, № 1/2

[2] Т. Стоилов, К. Стоилова (1996), ***Динамични математически модели в теорията на йерархичните системи***, САИ – автоматика и информатика, 1996, № 6

[3] http://tuj.asenevtsi.com/APIS/APIS29.htm, APIS © Христо Тужаров, 2008

[4] Бурков, В. Н., ***Модели и механизмы функцирования иерархических систем***, Автоматика и телемеханика, 1977, № 10, 11-16

[5] Р. Райчев, В. Узунов, П. Петров (2011), ***Йерархична система за управление на електрозахранването на бизнес сграда***, Годишник на ТУ-Варна, 2011 – 2012

Автори: инж. Ростислав Райчев, докторант в катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна, ул. Студентска № 1, 304 УПБ e-mail: *r_raychev@abv.bg*; инж. Веско Узунов, главен асистент в катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна, ул. Студентска № 1, 525 НУК; e-mail: *vuzunov@dir.bg*; доц. д-р инж. Петър Петров, доцент в Катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна; ТУ-Варна, ул. Студентска № 1, 812 Е; e-mail: *p_petrov52@abv.bg*

Постъпила на 28.04.2012 **Рецензент** доц. д-р Б. Борисов