ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ
Том 65, книга 1, 2015

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2015, ФА
ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА
юбилей "70 ГОДИНИ ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ"
05 - 07 юни 2015 г., Созопол, България

PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA
Volume 65, Issue 1, 2015

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2015, FA
FACULTY OF AUTOMATICS
Anniversary "70 YEARS TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA"
June 05 - 07, 2015, 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’2015

юбилей “70 ГОДИНИ ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ“

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА’2015, ФА

Созопол 05.06. - 07.06.2015

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

почетен председател

Емил Николов (BG)

председател

Нина Николова (BG)

членове

Петко	**Петков**	(BG)	**Хасан**	**Абуайса**	(FR)
Тодор	**Йонков**	(BG)	**Даниел**	**Жоли**	(FR)
Снежана	**Йорданова**	(BG)	**Жил**	**Гонкалвес**	(FR)
Валери	**Младенов**	(BG)	**Иван**	**Калайков**	(SE)
Емил	**Гарипов**	(BG)	**Николай**	**Христов**	(FR)
Пламен	**Цветков**	(BG)	**Стефан**	**Козак**	(SK)
Ташо	**Ташев**	(BG)	**Алена**	**Козакова**	(SK)
Живко	**Георгиев**	(BG)	**Васил**	**Гълъбов**	(BG)
Михо	**Михов**	(BG)	**Снежана**	**Терзиева**	(BG)
Костадин	**Брандиски**	(BG)	**Теофана**	**Пулева**	(BG)

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

председател

Александър Ищев

зам. председател

Антония Панделова

членове

Симона Филипова-Петракиева
Евтим Йончев
Цоньо Славов
Станислав Енев

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

координатор

Антония Панделова

системен администратор

Александър Маринчев
Георги Ценов

организационен секретар

Мария Духлева

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA
FACULTY OF AUTOMATICS

Forum

„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol’2015
Anniversary “70 YEARS TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA“
FACULTY OF AUTOMATICS

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS’2015, FA

June 05 - 07, 2015, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

honorable chair of PC

Emil Nikolov (BG)

chair of PC

Nina Nikolova (BG)

members of PC

Petko	**Petkov**	(BG)	**Hassane**	**Abouaïssa**	(FR)
Todor	**Ionkov**	(BG)	**Daniel**	**Jolly**	(FR)
Snejana	**Yordanova**	(BG)	**Gilles**	**Gonçalves**	(FR)
Valeri	**Mladenov**	(BG)	**Ivan**	**Kalaykov**	(SE)
Emil	**Garipov**	(BG)	**Nicolai**	**Christov**	(FR)
Plamen	**Tzvetkov**	(BG)	**Stefan**	**Kozak**	(SK)
Tasho	**Tashev**	(BG)	**Alena**	**Kozáková**	(SK)
Jivko	**Georgiev**	(BG)	**Vasil**	**Galabov**	(BG)
Mikho	**Mikhov**	(BG)	**Snejana**	**Terzieva**	(BG)
Kostadin	**Brandisky**	(BG)	**Teofana**	**Puleva**	(BG)

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC

Alexandar Ichtev

vice chair of OS

Antonia Pandelova

members of OC

Simona Filipova-Petrakieva
Evtim Jonchev
Tsonio Slavov
Stanislav Enev

TECHNICAL COMMITTEE

coordinator

Antonia Pandelova

system administrator

Alexandar Marinchev
Georgi Tsenov

organizing secretary

Maria Duhleva

СЪДЪРЖАНИЕ том 65, книга 1

АВТОМАТИКА

1. Емил Николов 15
Алгебрична производна и приложения в честотния анализ - част I

2. Емил Николов 23
Алгебрична производна и приложения в честотния анализ - част II

3. Христо Стоянов, Тодор Йонков 33
Управление на термопомпени системи чрез коригиране в реално време на заданието на температурата на отоплителния/охладителния работен флуид

4. Марин Жилевски, Михо Михов 41
Алгоритъм за съгласуване на задвижванията на фрезови машини с цифрово-програмно управление

5. Иван Костов 51
Моделиране и изследване на асинхронно електрозадвижване с регулатор на напрежение с ШИМ

6. Дочо Цанков 61
Селекторно базирано управление с подобряване на локалния вентилационен индекс на замърсяване

7. Владимир Христов 69
Позиционно постояннотоково сервозадвижване с линейно квадратичен регулатор

8. Владимир Христов 79
Безсензорно оценяване на скоростта и позицията в системи с безчеткови електрозадвижвания

9. Камен Христов 89
Методи за управление и оценка на параметри на променливотокови двигатели в диапазона на ниските скорости

10. Николай Братованов, Владимир Заманов 99
Моделиране и симулация на движенията на клас манипулационни роботи и анализиране на потребителски сценарии в полупроводниковата индустрия

11. Никола Ценов, Иван Аврамов 109
Концептуално проектиране и прототипно развитие на мехатронни модули за машина – автомат, подготвяща рециклирането на опаковъчни пластмасови бутилки и алуминиеви течностни мини контейнери (*Част 1 – проектиране на мехатронни модули*)

12. Никола Ценов, Иван Аврамов 119
Моделиране на транспортния трафик в класа на обектите с разпределени параметри Концептуално проектиране и прототипно развитие на мехатронни модули за машина - автомат, подготвяща рециклирането на опаковъчни бутилки и течностни мини контейнери (*Част 2 - прототипно развитие и интегриране на мехатронните модули*)

13. Нина Г. Николова, Емил К. Николов 129
Методи за анализ на робастните и филтриращи свойства на системи за репетитивно управление - част I

14. Нина Г. Николова, Емил К. Николов **139**
Методи за анализ на робастните и филтриращи свойства на системи за репетитивно управление - част II

15. Снежана Йорданова, Десислава Стоицева-Деличева **147**
Супервайзорно размито управление на анаеробно биологично пречистване на отпадни води

16. Борис Грасиани, Нина Николова **157**
Изследване на робастни репетитивни системи за управление с вътрешен модел

17. Станислав Енев **167**
Адаптивно управление на лабораторен модел на въздушно-витлово махало в система с еталонен модел и ПИД закон в основния контур

18. Александър Ефремов. **175**
Приложение на инженерния подход в нетехническата сфера

19. Александър Маринчев, Весела Карлова-Сергиева **185**
Синтез на регулатор със свойства подобни на човека оператор при управление на ниво

20. Методи Георгиев **195**
Приложение на симулационен софтуер при определяне на влиянието на комуникационната среда при управление на индустриални обекти

21. Петър Йонков, Борис Киров, Десислава Стоицева-Деличева, Васил Гълъбов **201**
Разработка на биопроцесна система за производство на метан при директна консумация на техногенниелектрони от Methanosaeta harundinacea, Част I - регулиране на температурата

22. Албена Танева, Робърт Казала, Иван Ганчев, Михаил Петров **207**
Система за управление с LabVIEW

23. Павел Николов. **215**
Методи за клъстерен анализ на данни

24. Соня Николова, Чавдар Дойчинов. **225**
Мотивация, интуитивни решения и нагласи за риск на трейдъра в борсовата търговия с енергия

25. Чавдар Дойчинов. **235**
Подход за извличане на знания от данни за нуждите на експертна система за управление на балансираща група

26. Димитринка Владева, Иван Трендафилов. **243**
Диференцирания в триъгълник – I част. Проекцията на най-малкия стринг на триъгълник е диференциране

27. Димитринка Владева, Иван Трендафилов. **253**
Диференцирания в триъгълник - II част. Проекцията на всеки един от стринговете на триъгълник е диференциране

28. Николай Николов, Антония Панделова, Пламен Цветков. **263**
Модифицирана процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море

29. Тони Драгомиров, Николай Гуров **271**
Анализ и оптимизация на мощностни превключватели с тиристори за стъпални регулатори на напрежение

30. Божидар Джуджев **281**
Виртуален инструмент за въвеждане на данни от измервания в Word документи

31. Mária Hypiusová, Alena Kozáková **287**
Robust Control of Motion Systems Using LMI

32. Alena Kozáková, Róbert Krasňanský **297**
Stabilization of Switched Linear Control Systems in Frequency Domain

33. Štefan Kozák **307**
Soft Computing Methods for Modelling and Control of Safety-Critical Processes

34. Теофана Пулева. **317**
Адаптивно оценяване на аеродинамичния момент на ветрогенератор

35. Цоньо Славов, Йордан Кралев, Петко Петков. **327**
μ-Управление на двуколесен робот

36. Цвета Спасова, Емил Гарипов **337**
Идентификация на зашумени динамични обекти в затворен контур на управление чрез ARX модели

37. Камен Перев. **347**
Редуциране на реда на модела чрез използване на Ханкеловия оператор

38. Андрей Йончев. **357**
Анализ на чувствителността на задачата за синтез по зададени полюси основана на ЛМН

39. Александър Ищев, Людмила Балтова. **365**
Предварителен графоаналитичен анализ за избор на технологичен вариант за сглобяване на механично изделие при наличие на неопределеност

40. Людмила Балтова, Александър Ищев. **373**
Приложение на предварителен графоаналитичен анализ за избор на технологичен вариант за сглобяване на механично изделие – зъбна хидравлична помпа при наличие на неопределеност

41. Андрей Йончев, Найден Ценов. **381**
Робастно ЛМН базирано управление на ветрогенератор

42. Здравко Каракехайов. **391**
ZETA алгебра: оптимизиране на енергията за комуникация при безжични мрежи

43. Живко Георгиев, Иван Трушев. **401**
Някои проблеми при прилагане на класическия метод за анализ на преходни процеси в електрически вериги, съдържащи индуктивно свързани бобини

44. . Живко Георгиев, Иван Трушев. **411**
Някои проблеми при прилагане на операторния метод за анализ на преходни процеси в електрически вериги, съдържащи индуктивно свързани бобини

45. Анна Апостолова-Йорданова, Снежана Терзиева **419**
Подготвени ли са студентите-второкурсници в ТУ за предизвикателството „Теоретична електротехника“

46. Стоян Кирилов, Валери Младенов. **425**
Синтез на нова схема на синусоидален генератор с мемристор и елементи с отрицателни параметри

CONTENTS volume 65, Issue 1

AUTOMATICS

1. Emil Nikolov 15
Algebraic Derivative and Applications in the Frequency Analysis - part I

2. Emil Nikolov 23
Algebraic Derivative and Applications in the Frequency Analysis - part II

3. Hristo Stoyanov, Todor Ionkov 33
Management of Heatpump Systems Based on Real Time Setpoin Correction of Heating/Cooling Fluid Supply Temperature

4. Marin Zhilevski, Mikho Mikhov 41
Algorithm for Coordination of Drives in Milling Machines with Digital Program Control

5. Ivan Kostov 51
Modeling and Investigation of Induction Motor Drive with PWM Voltage Converter

6. Docho Tsankov 61
Selector Based Control System with Improving Local Ventilation Index of Pollution

7. Vladimir Hristov 69
Position Direct Current Servo Electric Motor with Linear Quadratic Control

8. Vladimir Hristov 79
Sensorless Estimation of Speed and Position Systems of Brushless Electric Motion

9. Kamen Hristov 89
Methods of Control and Parameters Estimation of Induction Machines at the Range of Low Speed

10. Bratovanov, Vladimir Zamanov 99
Modeling and Motion Simulation of a Class Manipulating Robots and Customer Layouts Analysis for the Semiconductor Industry

11. Nikola Tzenov, Ivan Avramov 109
Conceptual Design and Prototype Development of Mechatronic Modules for Machine - Automatic, Preparing Recycling of Packaging Bottles and Small Liquid Containers (Part 1 - mechatronic modules design)

12. Nikola Tzenov, Ivan Avramov 119
Conceptual Design and Prototype Development of Mechatronic Modules for Machine - Automatic, Preparing Recycling of Packaging Bottles and Small Liquid Containers (Part 2: Prototype Development of Mechatronic Modules and Their Integration)

13. Nina G. Nikolova, Emil K. Nikolov 129
Methods for Analysis of Robust and Filtration Features of Repetitive Control Systems - part I

14. Nina G. Nikolova, Emil K. Nikolov 139
Methods for Analysis of Robust and Filtration Features of Repetitive Control Systems - part II

15. Snejana Yordanova, Desislava Stoitseva-Delicheva 147
Supervisor-Based Fuzzy Logic Control of Anaerobic Organic Wastewater Treatment

16. Boris Grasiani, Nina Nikolova 157
Study of Robust Repetitive Internal Model Control Systems

17. Stanislav Enev 167
PID-Based Model Reference Adaptive Control of a Laboratory Propeller-Driven Pendulum

18. Alexander Efremov 175
Applications of Engineering Approach in Nontechnical Areas

19. Aleksandar Marinchev, Vessela Karlova-Sergieva 185
Synthesis of Controller with Human-Like Features for Level Control

20. Metody Georgiev 195
Simulation Software Application for Communication Environment Influence on Industrial Process Control

21. Petar Yonkov, Boris Kirov, Desislava Stoitseva-Delicheva, Vasil Galabov 201
Engineering of a Bioprocess System for Methane Production Based on Direct Consumption of Technogenic Electrons by Methanosaeta harundinacea, part I - Temperature Control

22. Albena Taneva, Robert Kazala, Ivan Ganchev, Michail Petrov 207
Control System with LabVIEW

23. Pavel Nikolov 215
Methods for Cluster Analysis

24. Sonya Nikolova, Chavdar Doychinov 225
Motivation, Intuition and Mindsets Regarding Risk Management in Power Energy Trading

25. Chavdar Doychinov 235
Approach for Extracting Knowledge from Data for Expert Management System Balancing Group

26. Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov 243
Derivations in a Triangle - I part. The Projection on the Least String of a Triangle Is a Derivation

27. Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov 253
Derivations In a Triangle - part II. The Projection on Any of Strings of a Triangle Is a Derivation

28. Nikolay Nikolov, Antonia Pandelova, Plamen Tzvetkov 263
Modified Procedure for Quality Control of Data for Dissolved Oxygen in the Black Sea

29. Toni Dragomirov, Nikolay Gourov 271
Analysis and Optimization of Tyristor Assisted Diverter Switches for On-Load Tap Changers

30. Bozhidar Dzhudzhev 281
Virtual Instrument for Measurement Data Insertion in Word Documents

31. Mária Hypiusová, Alena Kozáková 287
Robust Control of Motion Systems Using LMI

32. Alena Kozáková, Róbert Krasňanský 297
Stabilization of Switched Linear Control Systems in Frequency Domain

33. Štefan Kozák 307
Soft Computing Methods for Modelling and Control of Safety-Critical Processes

34. Teofana Puleva 317
Adaptive Algorithm for Aero Dynamical Torque Estimation of Wind Generator

35. Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Petko Petkov 327
μ-Control of Two Wheeled Robot

36. Tsveta Spasova, Emil Garipov 337
Identification of the Closed-Loop Noisy Dynamical Plants by ARX Models

37. Kamen Perev 347
Model Order Reduction by Using The Hankel Operator

38. Andrey Yonchev 357
Sensitivity Analysis of the LMI Based Pole Placement Control Problem

39. Alexandar Ichtev, Lyudmila Baltova 365
Preliminary Graph Analytical Analysis for Selection of Assembly Technology for Mechanical Devise Under Uncertainties

40. Lyudmila Baltova, Alexandar Ichtev 373
Application of Preliminary Graph Analitical Analysys for Assembly Technology Selection of Mechanical Device - Gear Hydraulic Pump in Presence of Uncertainty

41. Andrey Yonchev, Naiden Tsenov 381
Robust LMI Based Control of a Wind Generator

42. Zdravko Karakehayov 391
ZETA: Zero Energy Transmissions Algebra for Wireless ad-hoc Networks

43. Zhivko Georgiev, Ivan Trushev 401
Certain Problems in Applying the Classical Approach to Transient Analysis in Electrical Circuits Containing Magnetically Coupled Inductors

44. Zhivko Georgiev, Ivan Trushev 411
Certain Problems in Applying the Laplace Transform Method to Transient Analysis in Electrical Circuits Containing Magnetically Coupled Inductors

45. Anna Apostolova-Iordanova, Snejana Terzieva 419
Program Generation Approach for Creation of Seminature Simulators Are the Second-year Students at TU-Sofia Ready for the "Electrical engineering" Challenge

46. Stoyan Kirilov, Valeri Mladenov 425
Synthesis of a new Sine-Wave generator scheme with a Memristor and Elements with Negative Parameters

Author's Index - Volume 65, Issue 1

	author	page		author	page
1	Albena Taneva	207	23	Ivan Trushev	401, 411
2	Aleksandar Marinchev	185	24	Jordan Kralev	327
3	Alena Kozáková	287, 297	25	Kamen Hristov	89
4	Alexandar Ichtev	365, 373	26	Kamen Perev	347
5	Alexander Efremov	175	27	Lyudmila Baltova	365, 373
6	Andrey Yonchev	357, 381	28	Mária Hypiusová	287
7	Anna Apostolova	419	29	Marin Zhilevski	41
8	Antonia Pandelova	263	30	Metody Georgiev	195
9	Boris Grasiani	157	31	Michail Petrov	207
10	Boris Kirov	201	32	Mikho Mikhov	41
11	Bozhidar Dzhudzhev	281	33	Naiden Tsenov	381
12	Chavdar Doychinov	225, 235	34	Nikola Tzenov	109, 119
13	Desislava Stoitseva	147, 201	35	Nikolay Bratovanov	99
14	Dimitrinka Vladeva	243, 253	36	Nikolay Gourov	271
15	Docho Tsankov	61	37	Nikolay Nikolov	263
16	Emil Garipov	337	38	Nina Nikolova	129, 139, 157
17	Emil K. Nikolov	15,23,129,139	39	Pavel Nikolov	215
18	Hristo Stoyanov	33	40	Petar Yonkov	201
19	Ivan Avramov	109, 119	41	Petko Petkov	327
20	Ivan Ganchev	207	42	Plamen Tzvetkov	263
21	Ivan Kostov	51	43	Robert Kazala	207
22	Ivan Trendafilov	243, 253	44	Róbert Krasňanský	297

Author's Index - Volume 65, Issue 1

	author	page		author	page
45	Snejana Terzieva	419	54	Tsonyo Slavov	327
46	Snejana Yordanova	147	55	Tsveta Spasova	337
47	Sonya Nikolova	225	56	Valeri Mladenov	425
48	Stanislav Enev	167	57	Vasil Galabov	201
49	Štefan Kozák	307	58	Vessela Karlova	185
50	Stoyan Kirilov	425	59	Vladimir Hristov	69, 79
51	Teofana Puleva	317	60	Vladimir Zamanov	99
52	Todor Ionkov	33	61	Zdravko Karakehayov	391
53	Toni Dragomirov	271	62	Zhivko Georgiev	401, 411

Volume 65 Issue 1

pages	articles	authors
432	46	62

АЛГЕБРИЧНА ПРОИЗВОДНА И ПРИЛОЖЕНИЯ В ЧЕСТОТНИЯ АНАЛИЗ - част I

Емил Николов

Резюме: *Настоящата разработка систематизира известни дефиниции, определения и трансформации от диференциалното и интегрално смятане и геометричната теория, свързани с алгебричната производна и нейните приложения в честотния анализ на системи за управление. Разгледани са възможностите на фракталната алгебрична производна и принципите за нейното използване при определяне на филтриращи свойства на системи въз основа на характеристиките на чувствителността на системи за управление.*

Ключови думи: *алгебрична производна, честотен анализ на системи за управление*

ALGEBRAIC DERIVATIVE AND APPLICATIONS IN THE FREQUENCY ANALYSIS - part I

Emil Nikolov

Abstract: *The present study systematizes certain definitions, attributes and transformations of the differential and integral calculus and the geometric theory, related to the algebraic derivative and its applications in the frequency analysis of the control systems. The possibilities of the fractal algebraic derivative and the principles of its use in determining the filtering features of systems based on the characteristics of the sensitivity of the control systems have been examined.*

Keywords: *algebraic derivative, frequency* $\alpha_i^{(\omega)}$ *analysis of control systems*

1. ВЪВЕДЕНИЕ. ДЕФИНИЦИИ В ГЕОМЕТРИЧНАТА ТЕОРИЯ

диференциалното и интегралното изчисление върху непрекъсната диференцируема функция f на променливата x в математическия анализ на ***Cauchy*** използва аналитичния инструментариум, основаващ се на известните дефиниции и зависимости

- ***производна от първи ред;***

$$f'(x) = \lim_{|h| \to 0} f_1(x,h) = \lim_{|h| \to 0} \frac{f(x+h) - f(x)}{h} = \frac{d\,f(x)}{d\,x}, \quad \left(|h| \to 0,\ x = const\right), \tag{1}$$

- ***производна от ред*** n***;***

$$f^{(n)}(x) = \left(f^{(n-1)}(x)\right)' = d^n\left(f(x)\right) / \, dx^n, \tag{2}$$

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

● ***интеграл;***

$$d\,y = f'(x)\,d\,x \;\Rightarrow\; y = \int f'(x)\,d\,x \;, \tag{3}$$

● ***диференциал;***

$$\begin{gathered}\Delta(f(x))(\Delta x)^{-1} = f'(x) + \varphi(x,\Delta x), (\varphi(x,\Delta x)\to 0,\ \Delta x\to 0) \\ d(f(x)) = f'(x)(\Delta x) = f'(x)\,d\,x\end{gathered}\;, \tag{4}$$

● ***диференциал от ред*** n***;***

$$\begin{gathered}d^n(f(x)) = f'(x)(\Delta x) \\ d^n(f(x)) = \left(f^{(n)}(x)\right)(d\,x)^n = \left(f^{(n)}(x)\right)d\,x^n\end{gathered}\;, \tag{5}$$

● ***пълен диференциал;***

$$\begin{gathered}\Delta(f(x,y)) = \frac{\partial(f(x,y))}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial(f(x,y))}{\partial y}\Delta y \\ d(f(x,y)) = \frac{\partial(f(x,y))}{\partial x}d\,x + \frac{\partial(f(x,y))}{\partial y}d\,y\end{gathered}\;, \tag{6}$$

операторите и правилата за интегриране и диференциране**:**

$$p\,f(x) \mapsto \frac{d\,f(x)}{d\,x} = \lim_{|h|\to 0}\frac{f(x+h) - f(x)}{h}, \left(|h|\to 0\ ,\ x = const\ ,\ p = \sigma + j\omega\right)\;, \tag{7}$$

$$p\,(f(x)+g(x)) \mapsto \frac{d}{d\,x}(f(x)+g(x)) = \frac{d\,f(x)}{d\,x} + \frac{d\,g(x)}{d\,x},\quad \left(|h|\to 0\ ,\ x = const\ ,\ p = \sigma + j\omega\right)\;, \tag{8}$$

$$p\,(f(x)\,g(x)) \mapsto \frac{d}{d\,x}(f(x)\,g(x)) = \frac{d\,f(x)}{d\,x}g(x) + f(x)\frac{d\,g(x)}{d\,x},\quad \left(|h|\to 0\ ,\ x = const\ ,\ p = \sigma + j\omega\right)\;, \tag{9}$$

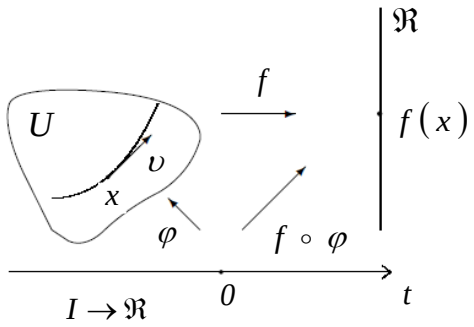
$$p\left(f(x)\,g^{-1}(x)\right) \mapsto \frac{d}{d\,x}\left(f(x)\,g^{-1}(x)\right) = \frac{\dfrac{d\,f(x)}{d\,x}g - f\dfrac{d\,g(x)}{d\,x}}{g^2(x)},\quad \left(|h|\to 0\ ,\ x = const\right)\;. \tag{10}$$

в диференциалната геометрия, групите и алгебрата на ***Marius Sophus Lie***, основният аналитичен инструмент е ***Lie***-алгебричната производна.

Дефиниция**:** Нека са определени**:** ● векторната функция $\upsilon(x): \Re^n \to \Re^n$, наричана векторно поле в $\Re^n$**;** ● фиксираният вектор υ с начало в точка x в някаква област U**;** ● функцията $f: U \to \Re$ като гладка, непрекъснато диференцируема до даден желан ред функция**;** ● произволна параметризирана крива $\varphi: I \to U$, която минава през точка x и има допирателен вектор υ в точката x**.**
По такъв начин се дефинира функция $f \circ \varphi\ :\ I \to \Re$ (фиг.1).

$$x\ ,\ (\varphi(0) = x\ ,\ \dot{\varphi}(0) = \upsilon)\,, \tag{11}$$

$$f \circ \varphi, (f \circ \varphi\ :\ I \to \Re)\,. \tag{12}$$



Фиг.1.

Производна на функцията $f, (f: U \to \Re)$ ***по направление на вектора*** υ ***се нарича производната в нулата на дефинираната функция*** **.**
Тази производна се означава с $L_\upsilon f$ **(***L ***в чест на Marius Sophus Lie*****)** ***и се определя по правилото за диференциране на сложна функция,***

$$L_\upsilon f = \frac{d}{dt} f\,\varphi(t)_{|\,t=0} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f}{\partial x_i}\,\upsilon_i \quad , \tag{13}$$

като производните на функцията f ***са пресметнати в точка*** x ***с координати*** x_i**,** ***които са в околност на тази точка, а*** υ_i ***са компонентите на вектора*** υ ***в същите координати. Вижда се, че производната зависи от вектора*** υ**,** ***но не и от кривата*** φ**.**

1.2. ТРАНСФОРМАЦИИ ПО НАПРАВЛЕНИЕ [1-15,20,22,24-32]

за случая, когато алгебричната производната е по направление на p ($p = \sigma + j\omega$ е операторът на ***Laplace*** с реална σ и имагинерна $j\omega$ съставящи, а ω е кръгова честота), то в сила са трансформациите, където символът (*) означава конволюционно умножение на функциите**:**

$$\frac{df}{dp} \;\mapsto\; \{-t f\}, \quad (f \in C, p = \sigma + j\omega) \quad , \tag{14}$$

$$\frac{d}{dp}(f+g) = \frac{df}{dp} + \frac{dg}{dp} \;\mapsto\; \{-t f\} + \{-t g\}, \quad (f \in C, g \in C, p = \sigma + j\omega) \quad , \tag{15}$$

$$\frac{d}{dp}(f * g) = \frac{df}{dp} * g + f * \frac{dg}{dp} \;\mapsto\; \{-t f\} * g + f * \{-t g\}, (f \in C, g \in C, p = \sigma + j\omega) \quad , \tag{16}$$

$$\frac{d}{dp}\left(\{f\} * \{g\}^{-1}\right) = \frac{\frac{df}{dp} * g - f * \frac{dg}{dp}}{\{g\}^2} \;\mapsto\; \frac{\{-t f\} * g + f * \{-t g\}}{\{g\}^2}, \quad , \tag{17}$$

$$(f \in C, g \in C, p = \sigma + j\omega)$$

обратната ***Laplace***-трансформация на оператора $(d/dp)^{\pm\alpha}$ от комплексното пространство в пространството на времето е показана със съответствията**:**

$$\frac{d}{dp} \overset{\alpha = 1}{\mapsto} (-t) \quad , \tag{18}$$

$$\frac{d^\alpha}{dp^\alpha} \overset{0 \le \alpha \le N}{\mapsto} (-t)^\alpha \quad , \tag{19}$$

$$\frac{1}{p^{\alpha+1}} \overset{0 \le \alpha \le N}{\mapsto} \frac{(t)^\alpha}{\alpha!} \quad , \tag{20}$$

$$\frac{1}{p^{\alpha+1}} F(p) \overset{0 \le \alpha \le N}{\mapsto} \left(\int^{(\alpha)} f(t)\,dt\right) . \tag{21}$$

1.3. ЧИСЛЕНО АЛГЕБРИЧНО ДИФЕРЕНЦИРАНЕ. *Lie*-АЛГЕБРИЧНИ ДИФЕРЕНЦИАТОРИ. ХАРАКТЕРИСТИКИ

Численото алгебрично диференциране **[11,12,16]** е предназначено за оценка на алгебричната производна $x^{(n)}(t),(t\geq 0)$ на времеви сигнал $x(t)$, определен от изходната величина на динамична система (фиг.2) с диференциално уравнение $\mathcal{G}(t)$ и входна величина $u(t)$. Предполага се, че в момента $t=0$ и отсъствие на шум от измерване, насложен върху него, гладкият сигнал $x(t)$ се апроксимира адекватно с помощта на сходящ степенен ред (22) на ***Sir Brook Taylor*** (*1685-1731*)

$$x(t)=\sum_{i\geq 0} x^{(i)}(0)\,\frac{t^{i}}{i!}\quad , \tag{22}$$

който еквивалентно може да бъде заменен с разширен N-членен $(N\geq n)$ сходящ степенен ред $x_N(t)\hat{=}x(t)$ на ***Taylor*** (23). Зависимостта (23) е аналитичното описание на една възможна полиномиална апроксимация на $x(t)$ с помощта на N-членен сходящ степенен ред на ***Taylor*** $x_N(t)$ (24), който удовлетворява диференциалното уравнение (25)

$$x_N(t)=\sum_{\nu=0}^{N} x^{(\nu)}(0)\frac{t^{\nu}}{\nu!}\hat{=}\,x(t)\ ,\ (N\geq n,\ x_N(t)\in\aleph[t],t\geq 0,I\subset\Re_+)\quad , \tag{23}$$

$$x_N(t)=x^{(0)}(0)+x^{(1)}(0)\frac{t^1}{1!}+x^{(2)}(0)\frac{t^2}{2!}+..+x^{(n)}(0)\frac{t^n}{n!}+..+x^{(N)}(0)\frac{t^N}{N!}\ \hat{=}\ x(t),\quad , \tag{24}$$
$$(N\geq n,\ x_N(t)\in\aleph[t],t\geq 0,I\subset\Re_+)$$

$$\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}(x(t))\hat{=}\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}(x_N(t))=\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}\left(\sum_{\nu=0}^{N}x^{(\nu)}(0)\frac{t^{\nu}}{\nu!}\right)\equiv 0$$
$$\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}\left(x^{(0)}(0)+x^{(1)}(0)\frac{t^1}{1!}+x^{(2)}(0)\frac{t^2}{2!}+..+x^{(n)}(0)\frac{t^n}{n!}+..+x^{(N)}(0)\frac{t^N}{N!}\right)=0,\ . \tag{25}$$
$$(N\geq n,\ x_N(t)\in\aleph[t],t\geq 0,I\subset\Re_+)$$

За да бъде дефинирана алгебричната производна на $x(t)\overset{\{L\}}{\longleftrightarrow}X(p)$ по направление на оператора p, се използва ***Laplace***-трансформацията на $(N+1)^{\text{-вата}}$ производна на N-членния разширен степенен ред на ***Taylor*** (24), която е определена през 1984 г. **[30]** от японския математик ***Kōsaku Yosida*** (*1909-1990*). Тя е показана с (26), а трансформацията (27) на уравнението (25) с отчитане на (26) е определена с помощта на алгебричната производна $X_N^{(N+1)}(p)$ (27), показана като оператор с ***Lie***-алгебричния диференциатор $\mathcal{D}_p^{Lie}$ (28)÷(30) от ***Michel Fliess***

$$X_N(p)=\sum_{\nu=0}^{N}\frac{X_0^{(\nu)}(p)}{p^{\nu+1}},$$
$$X_N(p)=\frac{X_0^{(0)}(p)}{p^1}+\frac{X_0^{(1)}(p)}{p^2}+\frac{X_0^{(2)}(p)}{p^3}+..+\frac{X_0^{(n)}(p)}{p^{n+1}}+..+\frac{X_0^{(N)}(p)}{p^{N+1}}\ ,\ , \tag{26}$$
$$(p=\sigma+j\omega,N\geq\ n,I\subset\Re_+)$$

$$X_N^{(N+1)}(p) \hat{\equiv} p^{N+1} X_N(p) \Leftrightarrow \mathcal{D}_p^{Lie}$$

$$p^{N+1} X_N(p) \equiv p^N X_0^{(0)}(p) + p^{N-1} X_0^{(1)}(p) + .. + p^{N-n} X_0^{(n)}(p) + .. + X_0^{(N)}(p), \quad , \qquad (27)$$

$$(p = \sigma + j\omega, N \geq n, x_N(t) \in \aleph[t], t \geq 0, I \subset \Re_+)$$

$$\mathcal{D}_p^{Lie} \equiv \sum_{\ell=0}^{N} \rho_\ell(p) \frac{d^\ell}{dp^\ell} \equiv \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1}, (p = \sigma + j\omega; \rho(p) \in C(p); \alpha = 0,1,2,...,N) \quad , \qquad (28)$$

$$\mathcal{D}_p^{Lie} X_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1} X_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1} \sum_{\nu=0}^{N} \frac{X_0^{(\nu)}(p)}{p^{\nu+1}}, \quad (\alpha = 0,1,2,...,N)$$

$$\mathcal{D}_p^{Lie} X_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} \sum_{\nu=0}^{N} X_0^{(\nu)}(p) p^{N-\nu} \hat{\equiv} \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} X_0^{(n)}(p), \quad (N - \nu = n) \quad , \qquad (29)$$

$$X_N^{(N+1)}(p) \hat{\equiv} p^{N+1} X_N(p) \hat{\equiv} \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} X_0^{(n)}(p), \quad (N - \nu = n)$$

$$(d/dp) \xleftrightarrow{\alpha=1} (-t); \quad (d^\alpha / dp^\alpha) \xleftrightarrow{0 \leq \alpha \leq N} (-t)^\alpha \quad , \qquad (30)$$

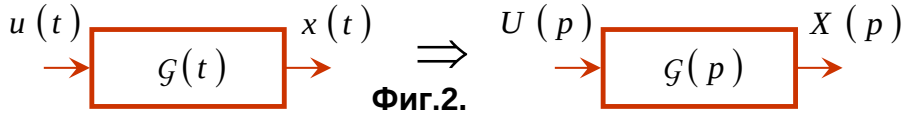
$$\mathcal{D}_\beta^{Lie} X_N(p) = p^{N+1} X_N(p) = \frac{d^\beta}{dp^\beta} \sum_{\nu=0}^{N} X_0^{(\nu)}(p) p^{N-\nu}$$

$$\mathcal{D}_\beta^{Lie} X_N(p) \hat{\equiv} \left(\prod_{k=1}^{N} \left(1 + (\omega'_k)^{-1} p\right) \left(1 + (\omega_k)^{-1} p\right)^{-1} \right) X_0^{(n)}(p), \quad , \qquad (31)$$

$$X_N^{(N+1)}(p) \hat{\equiv} p^{N+1} X_N(p) \hat{\equiv} \left(\prod_{k=1}^{N} \left(1 + (\omega'_k)^{-1} p\right) \left(1 + (\omega_k)^{-1} p\right)^{-1} \right) X_0^{(n)}(p)$$

$$\left(n-1 < \beta < n; \ \beta \in \Re; \ (\omega'_k)^{-1} > (\omega_k)^{-1}; N - \nu = n; \ \nu = 0,1,2,...,N\right)$$

където $X_N(p)$ е образът на $x_N(t)$, а аналогично образът на сигнала $u(t)$ е означен с $U(p)$ на фиг.2.



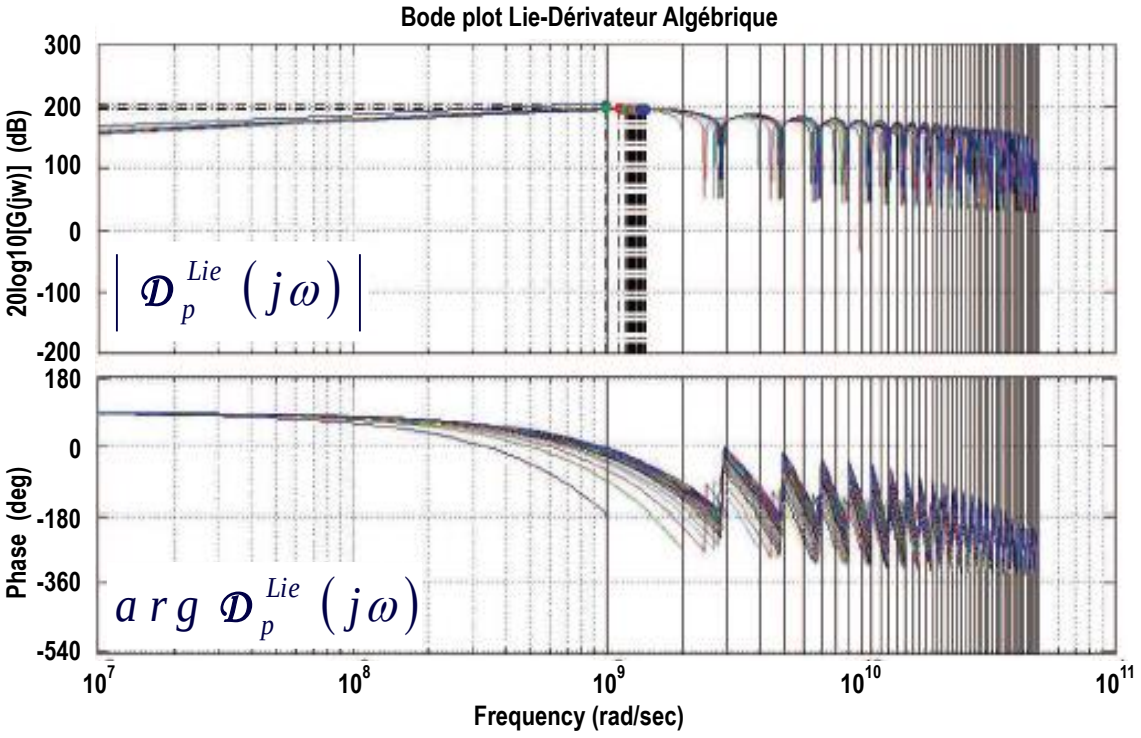
Фиг.2.

Характеристиките на ***Lie***-алгебричния диференциатор $\mathcal{D}_p^{Lie}$ (28)÷(30) като оператор **[11,12,16]** от ред α върху $X(p)$ по направление на p (където ρ е свързаната с него рационална функция (28)) са показани на фиг.3. и на фиг.4.

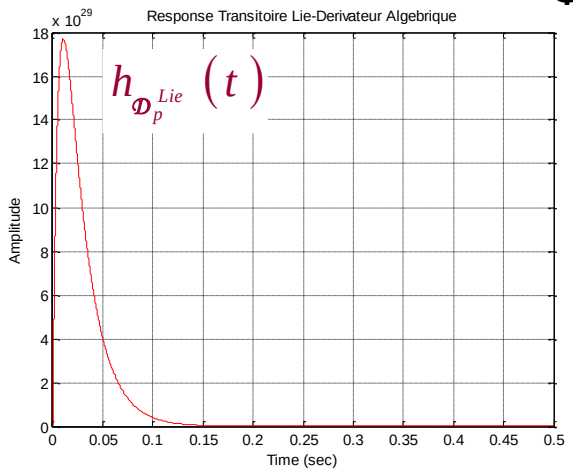
1.4. ФРАКТАЛНИ *Lie*-АЛГЕБРИЧНИ ДИФЕРЕНЦИАТОРИ. ХАРАКТЕРИСТИКИ

Зависимостта (29) за алгебричната производна $p^{N+1} X_N(p)$ на $X(p)$ определена с алгебричен диференциатор от пълен ред α, може да бъде трансформирана и за алгебричен диференциране от непълен, дробен ред β. В този случай фракталният ***Lie***-алгебричен диференциатор $\mathcal{D}_\beta^{Lie}$ **[17-19]** ще има вида (31), в който е показана и рационална апроксимация на оператора $\mathcal{D}_\beta^{Lie}$ с технически реализуема

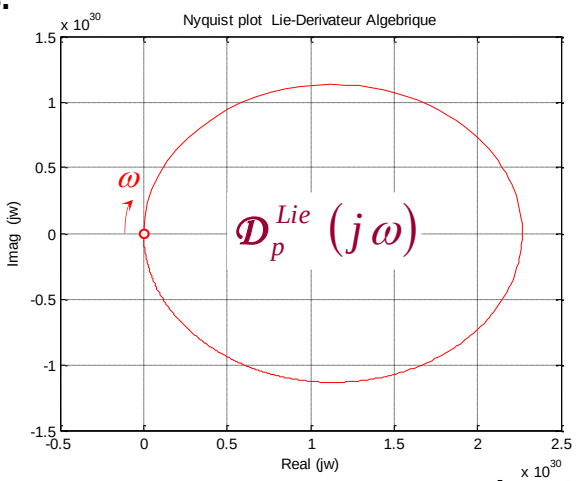
полиномиална функция. Характеристиките на фрактален ***Lie***-алгебричен диференциатор D_{β}^{Lie} от дробен ред β, $(n-1<\beta<n)$ са показани на фиг.5, а за сравнение на фиг.6 те са визуализирани паралелно със съответните характеристики на ***Lie***-алгебричен диференциатор D_{p}^{Lie} от пълен ред α .



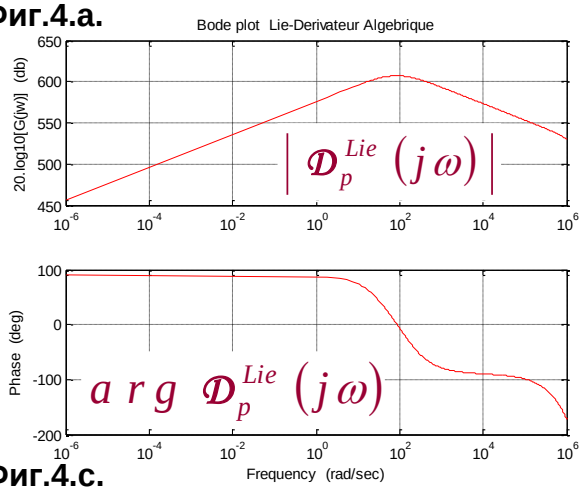
Фиг.3.



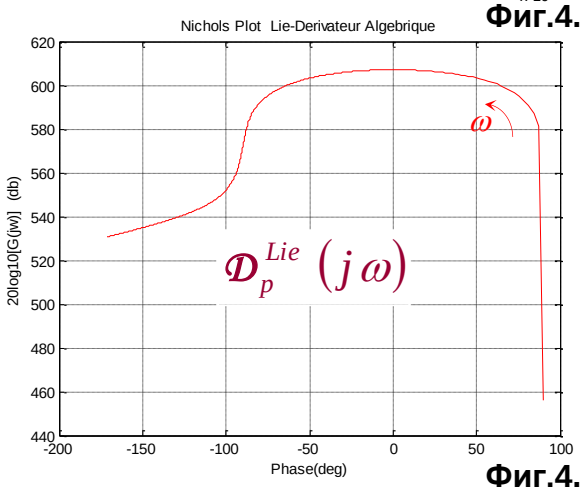
Фиг.4.a.



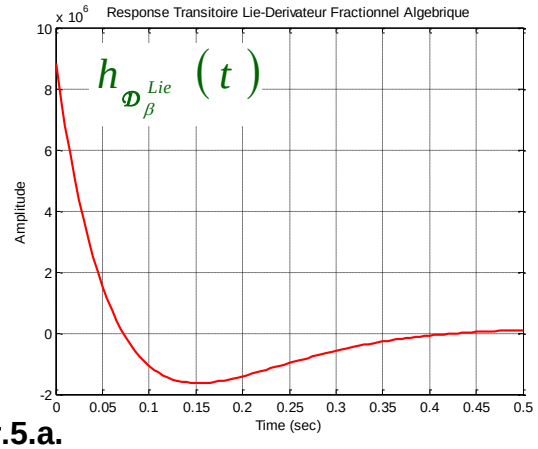
Фиг.4.b.



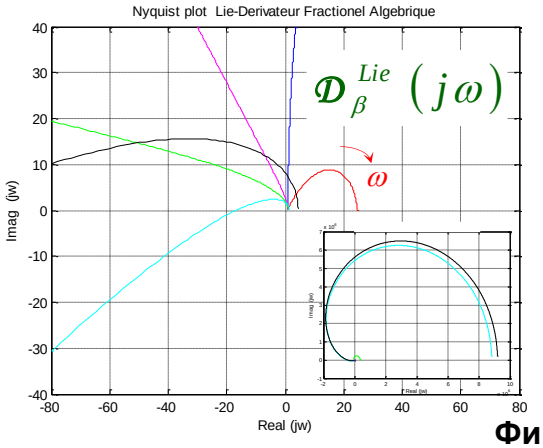
Фиг.4.c.



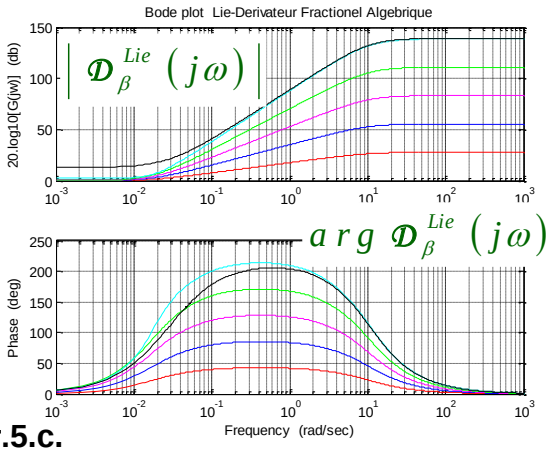
Фиг.4.d.



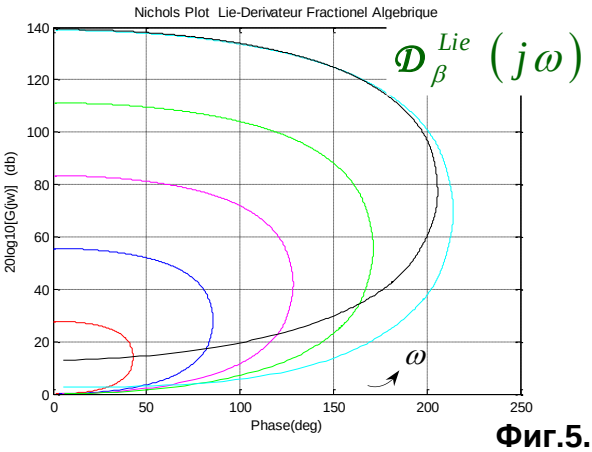
Фиг.5.a.



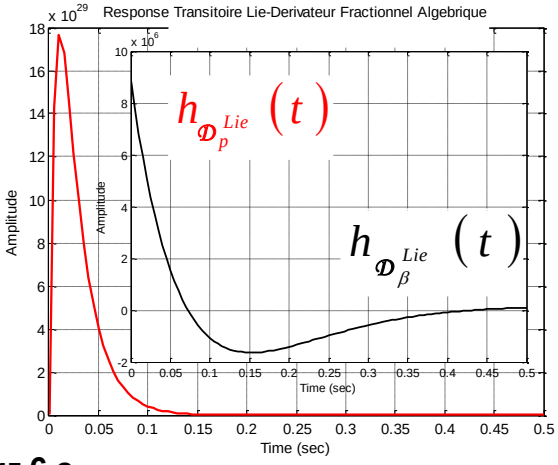
Фиг.5.b.



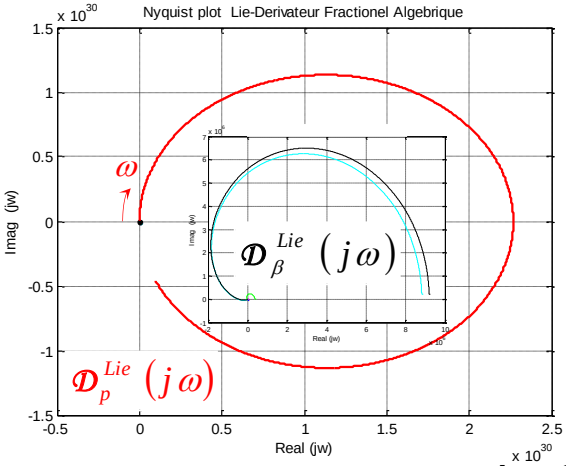
Фиг.5.c.



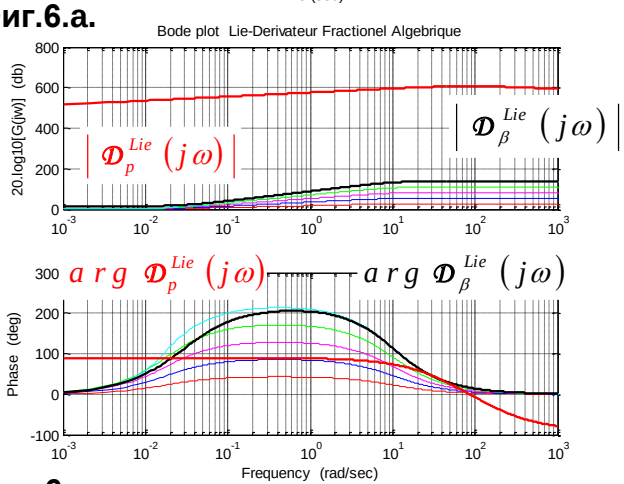
Фиг.5.d.



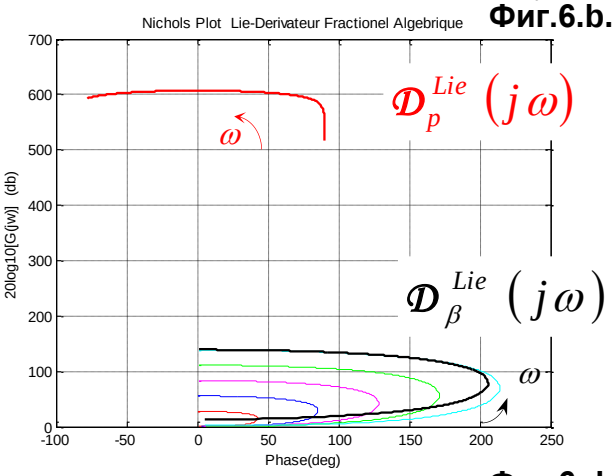
Фиг.6.a.



Фиг.6.b.



Фиг.6.c.



Фиг.6.d.

Работата е представена в две неразделно свързани части. Настоящата е първата от тях и включва: въведение, дефиниции в геометричната теория, трансформации по направление, числено алгебрично диференциране, ***Lie***-алгебрични диференциатори и характеристики. Втората част съдържа разделите за: приложения на ***Lie***-алгебричната производна в честотния $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на системи за управление, числени примери, анализ на решенията, заключение и литература.

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

Постъпила на 23.04.2015 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

АЛГЕБРИЧНА ПРОИЗВОДНА И ПРИЛОЖЕНИЯ В ЧЕСТОТНИЯ АНАЛИЗ - част II

Емил Николов

Резюме: *Настоящата разработка систематизира известни дефиниции, определения и трансформации от диференциалното и интегрално смятане и геометричната теория, свързани с алгебричната производна и нейните приложения в честотния анализ на системи за управление. Разгледани са възможностите на фракталната алгебрична производна и принципите за нейното използване при определяне на филтриращи свойства на системи въз основа на характеристиките на чувствителността на системи за управление.*

Ключови думи: *алгебрична производна, честотен анализ на системи за управление*

ALGEBRAIC DERIVATIVE AND APPLICATIONS IN THE FREQUENCY ANALYSIS - part II

Emil Nikolov

Abstract: *The present study systematizes certain definitions, attributes and transformations of the differential and integral calculus and the geometric theory, related to the algebraic derivative and its applications in the frequency analysis of the control systems. The possibilities of the fractal algebraic derivative and the principles of its use in determining the filtering features of systems based on the characteristics of the sensitivity of the control systems have been examined.*

Keywords: *algebraic derivative, frequency* $\alpha_i^{(\omega)}$ *analysis of control systems*

ВЪВЕДЕНИЕ

Работата е представена в две неразделно свързани части.

Първата от тях включва: въведение, дефиниции в геометрична теория, трансформации по направление, числено алгебрично диференциране, ***Lie***-алгебрични диференциатори и характеристики.

Настоящата е втората част и съдържа разделите за: приложения на ***Lie***-алгебричната производна в честотния $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на системи за управление, числени примери, анализ на решенията, заключение и литература.

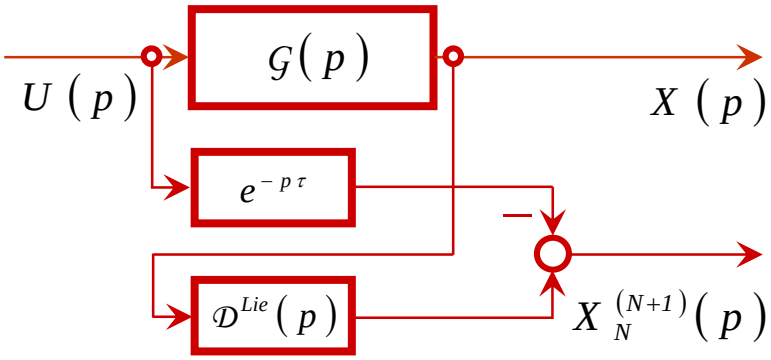
© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2.1. ПРИЛОЖЕНИЯ НА *Lie*-АЛГЕБРИЧНАТА ПРОИЗВОДНА В ЧЕСТОТНИЯ $\alpha_i^{(\omega)}$-АНАЛИЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Приложението на фракталната ***Lie***-алгебричната производна $p^{N+1}X_N(p)$ на $X(p)$ по направление на p ($p=\sigma+j\omega$ е операторът на ***Pierre-Simon marquis de Laplace*** (*1749-1827*) с реална σ и имагинерна $j\omega$ съставящи, а ω е кръгова честота) в честотния анализ на филтриращите свойства на системите за управление се основава на използването на (29), (31) по отношение на техните характеристики на чувствителността. Принципът на приложение на алгебричната производна **[11,12,16]**, илюстриран на фиг.7, се основава на теоремата (32) **[16,21,23]** (*1976*) на ***Daniel Quillen-Andrei Suslin*** за реални динамични системи $\mathcal{G}$ с инерционност, представени на (фиг.2) с предавателна функция $\mathcal{G}(p)$ и входната и изходната променливи $U(p)$, $X(p)$.

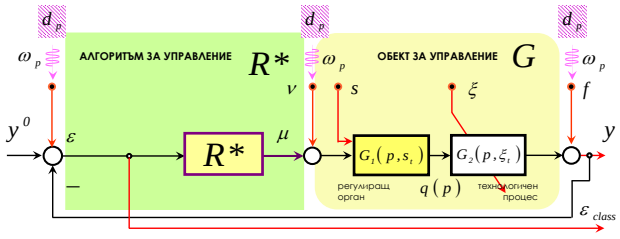
$$\frac{d\,x(t)}{d\,t} = a\,x(t) + u(t-1)\ . \tag{32}$$



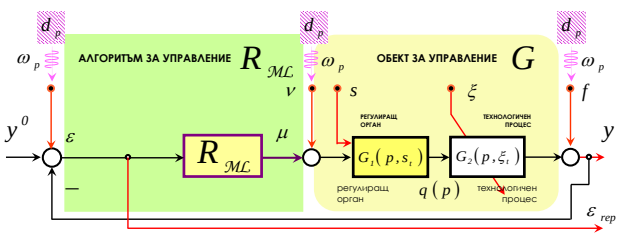
Фиг.7.

2.2. ЧИСЛЕНИ ПРИМЕРИ

С цел представяне на реалните възможности за приложение на алгебричната производна (29), (31) в тази част на работата се разглеждат паралелно две системи за управление на обекта G. Те са илюстрирани на фиг.8 и фиг.9 с входна (задаваща) y^0, регулираща μ и регулируема y величини, където ε е разсъгласуването на входа на регулатора R^* (33), респ. $R_{\mathcal{ML}}$ (34), а μ, ν, s, ξ, f са смущения. Функциите на чувствителност e_{class} (35), e_{rep} (36) и функциите на допълнителна чувствителност η_{class} (37), η_{rep} (38) на системите от фиг.8 с индекс „*class*“ и от фиг.9 с индекс „*rep*“ са визуализирани на фиг.10, фиг.11.



Фиг.8.



Фиг.9.

$$R^*(p)=k\left(T_I\,p+1\right)\left(T_I\,p\right)^{-1}T_D\,p\left(aT_D\,p+1\right)^{-1}\ ,\ (a<<1)\ , \tag{33}$$

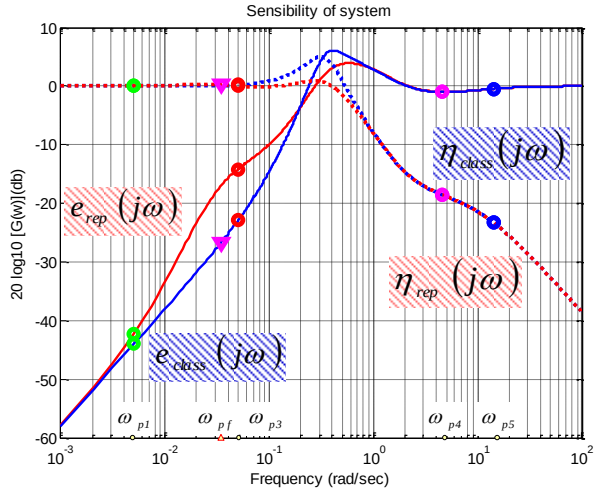
$$R_{\mathcal{ML}}(p)\hat{=}R^*(p)\,\mathcal{ML}(p)\ , \tag{34}$$

$$e_{class}(\omega)=\left(1+R^*(\omega)G^*(\omega)\right)^{-1} \equiv \Phi^{class}_{y^0\varepsilon}(\omega)\ ,$$
$$\left(e_{class}(\omega)=\ 1-\eta_{class}(\omega) \equiv \Phi^{class}_{y^0\varepsilon}(\omega)\right) \quad , \tag{35}$$

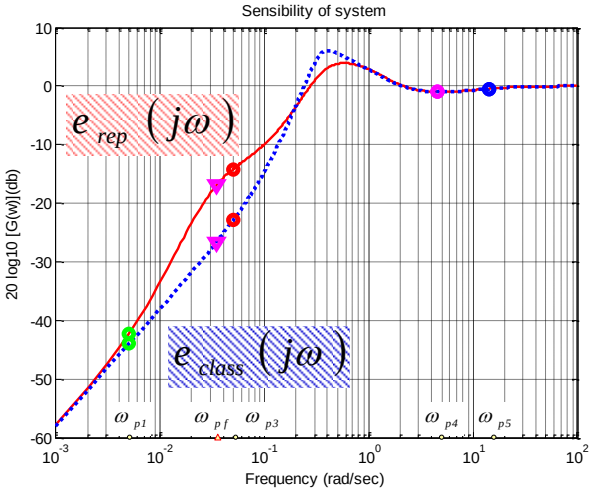
$$e_{rep}(\omega)=\left(1+R_{\mathcal{ML}}(\omega)G^*(\omega)\right)^{-1} \equiv \Phi^{rep}_{y^0\varepsilon}(\omega)\ ,$$
$$\left(e_{rep}(\omega)=\ 1-\eta_{rep}(\omega) \equiv \Phi^{rep}_{y^0\varepsilon}(\omega)\right) \quad , \tag{36}$$

$$\eta_{class}(\omega)=R^*(\omega)G^*(\omega)\left(1+R^*(\omega)G^*(\omega)\right)^{-1} \equiv \Phi^{class}_{y^0y}(\omega)\ ,$$
$$\left(\eta_{class}(\omega)=1-e_{class}(\omega) \equiv \Phi^{class}_{y^0y}(\omega)\right) \quad , \tag{37}$$

$$\eta_{rep}(\omega)=R_{\mathcal{ML}}(\omega)G^*(\omega)\left(1+R_{\mathcal{ML}}(\omega)G^*(\omega)\right)^{-1} \equiv \Phi^{rep}_{y^0y}(\omega)\ ,$$
$$\left(\eta_{rep}(\omega)=1-e_{rep}(\omega) \equiv \Phi^{rep}_{y^0y}(\omega)\right) \quad . \tag{38}$$



Фиг.10.

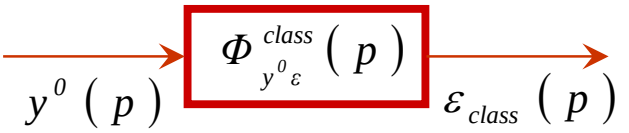


Фиг.11.

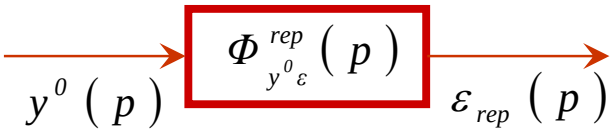
Численото алгебрично диференциране (фиг.7), предназначено за оценка на алгебричната производна $\frac{d^{\alpha}}{dp^{\alpha}}\varepsilon_0^{(n)}(p)$ (29), (31) на $\varepsilon(p)$ за двете разглеждани динамични системи $\Phi^{class}_{y^0\varepsilon}(p)=\varepsilon^{class}(p)/y^0(p)$ и $\Phi^{rep}_{y^0\varepsilon}(p)=\varepsilon^{rep}(p)/y^0(p)$ (фиг.12, фиг.13), структурно е представено на фиг.13 и фиг.14. Отчетени са съответствията (39), респ. (40) със структурата, показана на фиг.7

$$\Phi^{class}_{y^0\varepsilon}(p) \Leftrightarrow G(p)\ ;\ y^0(p) \Leftrightarrow U(p)\ ;\ \varepsilon^{class}(p) \Leftrightarrow U(p)\ , \tag{39}$$

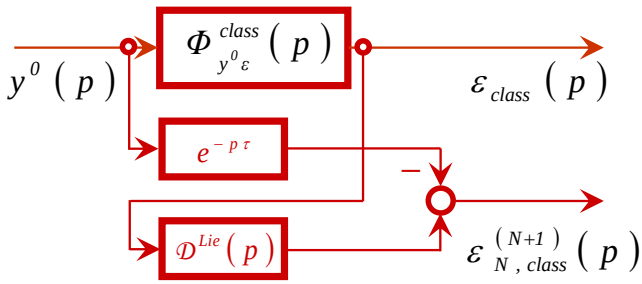
$$\Phi^{rep}_{y^0\varepsilon}(p) \Leftrightarrow G(p)\ ;\ y^0(p) \Leftrightarrow U(p)\ ;\ \varepsilon^{rep}(p) \Leftrightarrow U(p)\ . \tag{40}$$



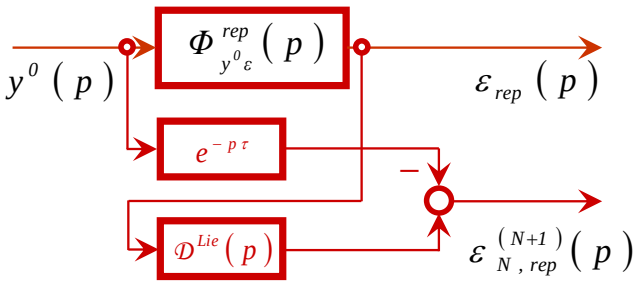
Фиг.12.



Фиг.13.



Фиг.14.

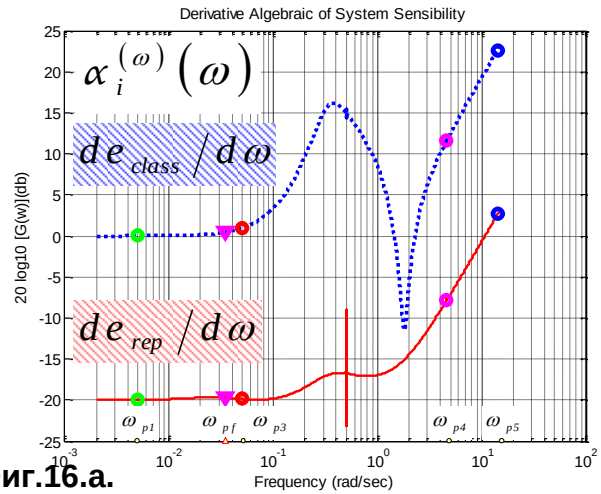


Фиг.15.

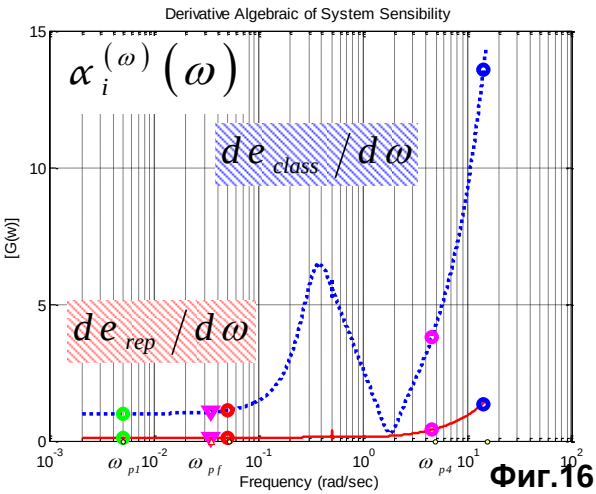
Алгебричната производна $\frac{d^{\alpha}}{dp^{\alpha}}\varepsilon_0^{(n)}(p)$ (29), (31) на $\varepsilon(p)$ при хармоничен входен сигнал (41) е $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega)$. Тя е функция на честотата ω ($p \hat{=} j\omega$, $y^0 = sin(\omega t)$).

$$\frac{d^{\alpha}}{dp^{\alpha}}\varepsilon_0^{(n)}(p) \hat{=} \frac{d\,\varepsilon_0^{(n)}(\omega)}{d\omega} \hat{=} \alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega), \left(p \hat{=} j\omega, y^0 = sin(\omega t)\right). \qquad (41)$$

Със своята стойност, конкретизирана за честота $\omega = \omega_i$, производната $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i)$ (41) е показател за стръмността на характеристиката $\Phi^{class}_{y^0\varepsilon}$, $\Phi^{rep}_{y^0\varepsilon}$ на динамичната система в тази точка. В разглеждания случай (фиг.8, фиг.9, фиг.12, фиг.13, фиг.14, фиг.15) $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega)$ (41) е показател за чувствителността на промяната на $\varepsilon(\omega)$ по отношение на промяната на $y^0(\omega)$ на динамичната система. Ако за конкретна стойност на $\omega = \omega_i$ или за конкретен честотен диапазон $\Delta\omega$ стойността на $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i)$ е твърде малка $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i) \to 0$ ($\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i) = 0$), то това е доказателство за филтриращите свойства на разглежданата динамична система към $y^0(\omega)$ с честота $\omega = \omega_i$ или с честоти в диапазона $\Delta\omega$.



Фиг.16.a.



Фиг.16.b.

В случай на паралелен анализ на две (или повече) динамични системи при едни и същи други условия (както това е илюстрирано на фиг.16) за конкретна стойност на $\omega = \omega_i$ съществува разлика в стойностите на алгебричните производни за $\omega = \omega_i$ (напр. $\alpha_{\varepsilon class}^{(\omega)}(\omega_i) >> \alpha_{\varepsilon rep}^{(\omega)}(\omega_i)$ и $\alpha_{\varepsilon rep}^{(\omega)}(\omega_i) \to 0$) на двете системи, то тази измежду тях, за която стойността на $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i)$ е по-малка и клони към нула е по-добрата, защото за входни сигнали с честота $\omega = \omega_i$ тя има филтриращи свойства.

С цел изложеното да бъде и физически и геометрически представено, на фиг.17 е показан известен принцип („падащ лъч-отразен лъч“) на трансформиране на хармонични входни сигнали $E_{\omega_1}(t) \hat{=} d = sin(\omega_i t)$ с една и съща амплитуда до изходните сигнали $S_{\omega_1}(t) \hat{=} y(\omega_i, t)$ на двете системи (фиг.8, фиг.9) с помощта на техните функции на чувствителността (35), (36). Като „падащи лъчи“ към характеристиките на фиг.17 са илюстрирани четири тестови входни сигнала (42), (43), (44), (45) подавани към двете системи (фиг.8, фиг.9) паралелно, за които е в сила (46). Като „отразени лъчи“ от характеристиките $e_{class}(\omega)$ и $e_{rep}(\omega)$ на фиг.17 са илюстрирани изходните сигнали $S_{\omega_1}(t) \hat{=} y(\omega_i, t)$ на системите (фиг.8, фиг.9) в стационарен режим.

$$E_{\omega_1}(t) \hat{=} d = sin(\omega_1 t), \quad (\omega_{p1} = 0,0050\ rad/s), \tag{42}$$

$$E_{\omega_2}(t) \hat{=} d = sin(\omega_2 t), \quad (\omega_{p2} = 0,0346\ rad/s), \tag{43}$$

$$E_{\omega_3}(t) \hat{=} d = sin(\omega_3 t), \quad (\omega_{p3} = 0,200\ rad/s), \tag{44}$$

$$E_{\omega_4}(t) \hat{=} d = sin(\omega_4 t), \quad (\omega_{p4} = 10,000\ rad/s), \tag{45}$$

$$|E_{\omega_1}| = |E_{\omega_2}| = |E_{\omega_3}| = |E_{\omega_4}| \ . \tag{46}$$

В извадката на фиг.18 (фрагмент от фиг.17) е показано, че „падащите лъчи“ $E_{\omega_1}(t) \hat{=} d = sin(\omega_i t)$ са под ъгъл α_i към съответния перпендикуляр в точките ω_i на характеристиката $e_{class}(\omega)$, респ. $e_{rep}(\omega)$, както и че „отразените лъчи“ $S_{\omega_1}(t) \hat{=} y(\omega_i, t)$ са под ъгъл α_i към съответния перпендикуляр в точките ω_i на характеристиката $e_{class}(\omega)$, респ. $e_{rep}(\omega)$. Очевидно е (фиг.19), че отношението на амплитудите $|S_{\omega_i}(\alpha_i, t)|$ и $|E_{\omega_i}(\alpha_i, t)|$ (47) за конкретната стойност на $\omega = \omega_i$ е функция на размера на ъгъла на „падане/отразяване“ α_i. За визуализирания фрагмент (фиг.18, фиг.19) от характеристиката са валидни съотношенията (48), (49). А за точката $\omega_i \hat{=} \omega_2$ на фиг.17 е в сила зависимостта (50) по отношение на характеристиката на репетитивната система $e_{rep}(\omega)$, както и зависимостта (51) по отношение на характеристиката на класическата система $e_{class}(\omega)$, защото точно за $\omega_i \hat{=} \omega_2$ са в сила съотношенията (52).

Зависимостта (50) потвърждава и геометрически филтриращите свойства на системата (фиг.9) по отношение на входни хармонични сигнали с честота $\omega_i \hat{=} \omega_2$, а този извод съответства напълно на оценката на алгебричната производна $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i)$, чиято стойност за $\omega_i \hat{=} \omega_2$ е твърде малка $\alpha_{\varepsilon rep}^{(\omega)}(\omega_2) \to 0$ ($\alpha_{\varepsilon rep}^{(\omega)}(\omega_2) = 0$), както това е показано на фиг.16, където визуализацията на стойността на $\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega_i)$ за разглеждания честотен диапазон е представена с амплитуда в dB и съответно в реални измерения.

Изложеното на фиг.17, фиг.18, фиг.19 представя физически и геометрически същността на възможностите на алгебричната производна да бъде използвана като аналитичен инструмент в честотния анализ на филтриращите свойства на системите за управление

$$\left|S\left(\omega_i,t\right)\right|.\left(\left|E\left(\omega_i,t\right)\right|\right)^{-1} = f\left(\alpha_i\right) \quad , \tag{47}$$

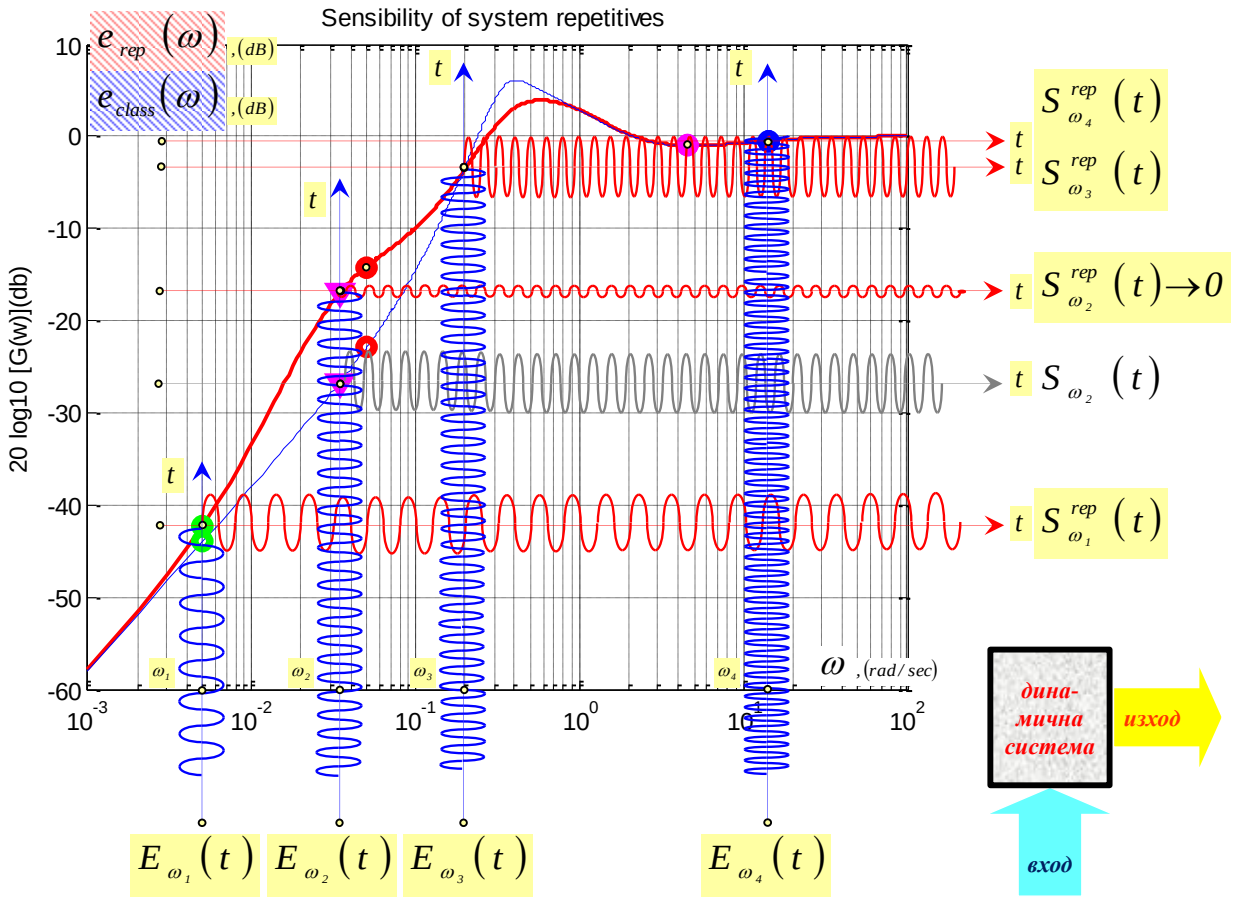
$$\left|S_{\omega_1}\left(\alpha_1,t\right)\right| > \left|E_{\omega_1}\left(\alpha_1,t\right)\right|, \left(\alpha_1 < 45^\circ\right) \quad , \tag{48}$$

$$\left|S_{\omega_1}\left(\alpha_4,t\right)\right| > \left|E_{\omega_1}\left(\alpha_4,t\right)\right|, \left(\alpha_4 > 45^\circ\right) \quad , \tag{49}$$

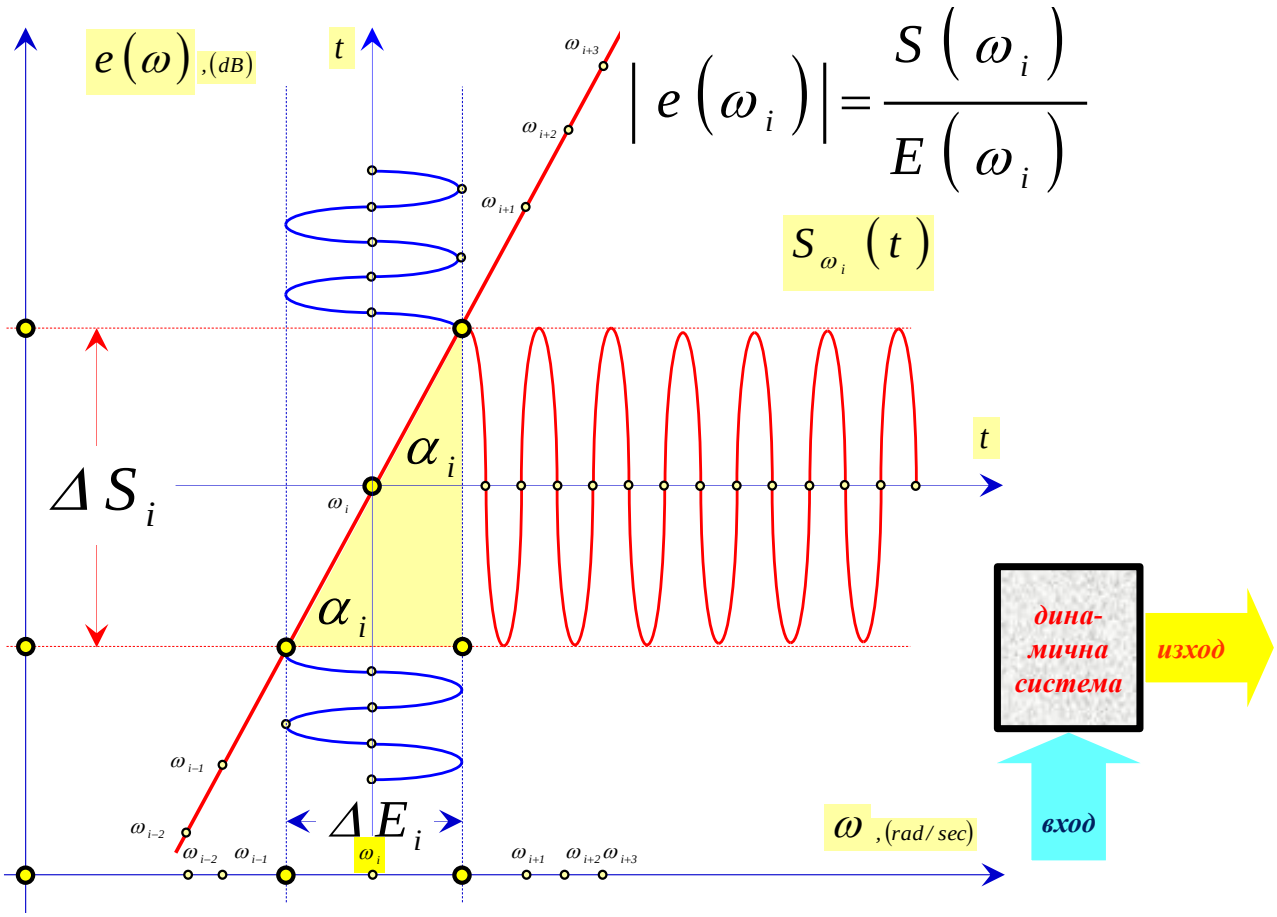
$$\lim_{\{\omega=\omega_2\}}\left|S^{rep}\left(\omega_2,t\right)\right| \to 0\,, \left(\alpha_2^{rep} >>> 45^\circ\,; \omega_{p2} = 0{,}0346\ rad/s\right) \quad , \tag{50}$$

$$\left|S\left(\omega_2,t\right)\right| \approx \left|E\left(\omega_2,t\right)\right|, \left(\alpha_2 \approx 45^\circ\,; \omega_{p2} = 0{,}0346\ rad/s\right) \quad , \tag{51}$$

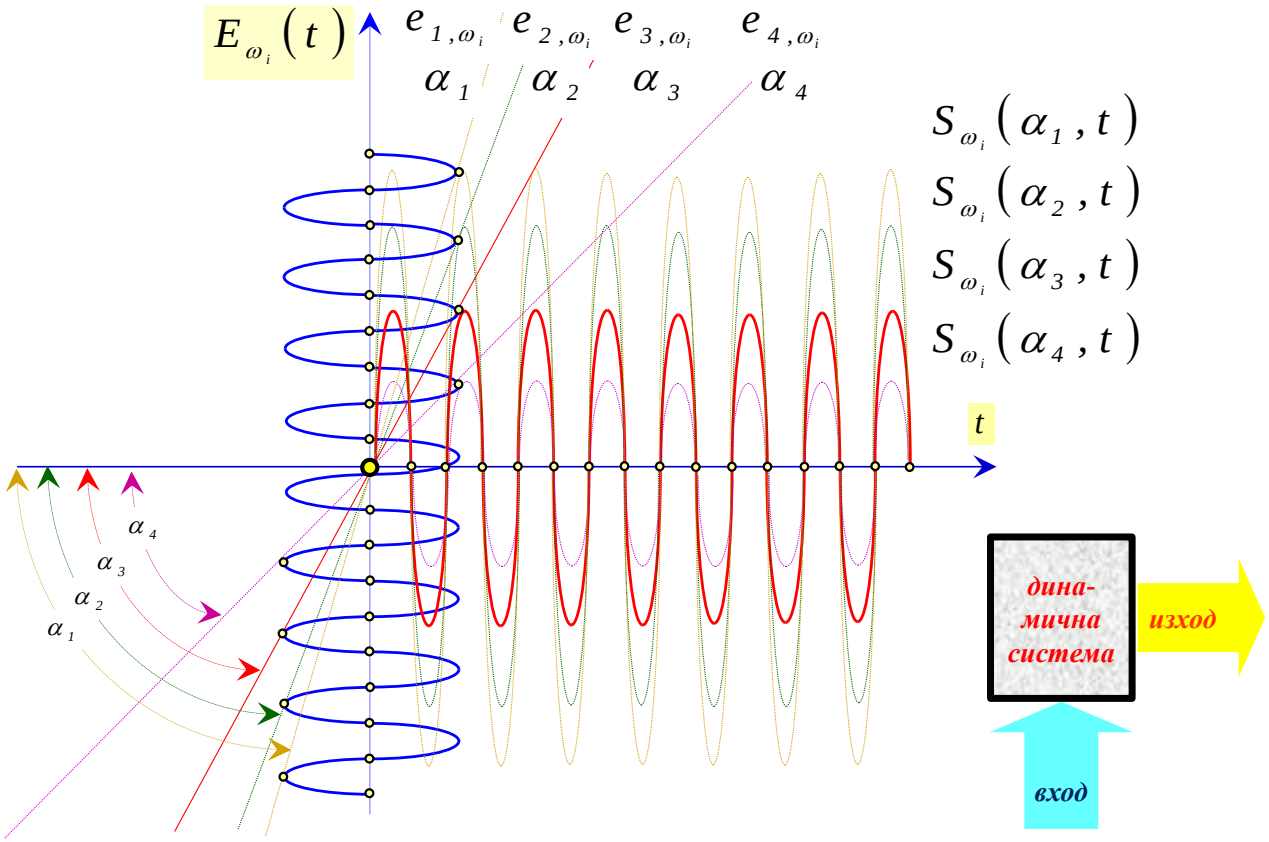
$$\begin{gathered}\alpha_2^{rep} >>> \alpha_2 \quad , \left(\omega_{p2} = 0{,}0346\ rad/s\right) \\ \left|S_{\omega_2}^{rep}\left(\alpha_2^{rep},t\right)\right| <<< \left|S_{\omega_2}\left(\alpha_2,t\right)\right|, \left(\omega_{p2} = 0{,}0346\ rad/s\right)\end{gathered} \quad . \tag{52}$$



Фиг.17.


$e(\omega)$,(dB)
t
ω_{i+3}
ω_{i+2}
ω_{i+1}
ω_{i-1}
ω_{i-2}
ω_{i-2} ω_{i-1} ω_i ω_{i+1} ω_{i+2} ω_{i+3}
ΔS_i
α_i
α_i
ω_i
ΔE_i
ω ,(rad/sec)
$|e(\omega_i)| = \frac{S(\omega_i)}{E(\omega_i)}$
$S_{\omega_i}(t)$
t
дина-мична система
изход
вход

Фиг.18.


$E_{\omega_i}(t)$
e_{1,ω_i} e_{2,ω_i} e_{3,ω_i} e_{4,ω_i}
α_1 α_2 α_3 α_4
$S_{\omega_i}(\alpha_1, t)$
$S_{\omega_i}(\alpha_2, t)$
$S_{\omega_i}(\alpha_3, t)$
$S_{\omega_i}(\alpha_4, t)$
t
α_4
α_3
α_2
α_1
дина-мична система
изход
вход

Фиг.19.

3. АНАЛИЗ НА РЕШЕНИЯТА

Честотният $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства на системите е аналитичен метод, благодарение на прилагането на алгебричната производна $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (29), (31), (41) към характеристиките на чувствителността на системите (фиг.8, фиг.9, фиг.14, фиг.15) в номинален параметричен режим ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0{,}315 = const$, $d_i \equiv 0$).

Чрез производната $\alpha_i^{(\omega)}$ се определят количествено филтриращите свойства на системите за управление (за желан честотен диапазон), които свойства са елемент от тяхното качеството. В контекста на честотния анализ на качеството това е възможно, когато за оценяваната система или всяка една от сравняваните системи (фиг.8, фиг.9), се определи алгебричната производната $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (41), (53), изразена в разглежданите примери с (54)÷(55). Конкретно за тези примери алгебричните производни $\alpha_{class}^{(\omega_i)}$ и $\alpha_{rep}^{(\omega_i)}$ (54)÷(55) са визуализирани на фиг.16.

Честотния анализ на сравняваните системи (с индекси „*class*“ и „*rep*“ на фиг.8 и фиг.9) е свързан с оценката и сравнението на стойностите на техните алгебрични производни $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (фиг.16), които са функция на честотата $\omega, \left(\omega \in [\omega_1, \omega_4]\right)$ (1.71)÷(1.74), като еднозначно:

- показва наличието (отсъствието) на филтриращи свойства на конкретната и система към периодични външни въздействия d_i с $\omega, \left(\omega \in [\omega_1, \omega_4]\right)$,
- доказва, че филтриращите свойства на сравняваните системи са в съотношение (56), еквивалентно отразено и с (57), (58) към периодични външни въздействия d_i с $\omega, \left(\omega \in [\omega_1, \omega_4]\right)$.

$$\alpha_{\varepsilon}^{(\omega)}(\omega) \approx \frac{\Delta S_i}{\Delta E_i} \approx tg\,\alpha_i \Big|_{\omega=\omega_i}, \left(\Delta S_i \to 0; \Delta E_i \to 0; y^0 = \sin(\omega t)\right), \tag{53}$$

$$\alpha_{i,class}^{(\omega_i)}(\omega) \hat{\equiv} \frac{d\left(\left(1 + R^*(j\omega) G^*(j\omega)\right)^{-1}\right)}{d\omega} \equiv \frac{d\left(\Phi_{y^0\varepsilon}^{class}(\omega)\right)}{d\omega}, \tag{54}$$

$$\alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega) \hat{\equiv} \frac{d\left(\left(1 + \mathcal{ML}(\omega)\, R^*(\omega) G^*(\omega)\right)^{-1}\right)}{d\omega} \equiv \frac{d\left(\Phi_{y^0\varepsilon}^{rep}(\omega)\right)}{d\omega}, \tag{55}$$

$$\left(\alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega) << \alpha_{i,class}^{(\omega_i)}(\omega)\right)\Big|_{\omega=\omega_2}, \forall \omega \in [0.01\omega_{p2}, 100\omega_{p2}], \tag{56}$$

$$\left(\frac{de_{rep}(\omega)}{d\omega} << \frac{de_{class}(\omega)}{d\omega}\right)\Big|_{\omega=\omega_2}, \forall \omega \in [0.01\omega_{p2}, 100\omega_{p2}], \tag{57}$$

$$\lim \alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega) \underset{\{\omega=\omega_i\}}{\to} 0, \forall \omega_i \in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}], \quad \left(\omega_{b,i} = \omega_i - a\omega_i;\ \omega_{h,i} = \omega_i + a\omega_i;\ \omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i};\ 0 < a < 1\right). \tag{58}$$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложението и систематизираните резултати (1)÷(58) за основните дефиниции, аналитичните описания и от приложението на алгебричната производна за целите на честотния анализ налагат основния извод, че алгебричната производна е ефективен аналитичен инструмент, който успешно може да бъде използван и има своето място в анализа на филтриращите свойства на системи за управление, както и за сравнителен анализ на качеството на системите за управление.

Новото и оригинално в настоящата разработка са:

- систематизацията на аналитичните дефиниции, определения и характерни особености на алгебричната производна по направление на p;
- предложеният в работата метод за честотен анализ на качеството на системите за управление, както и аналитичен инструмент за конкретни приложения на алгебричната производна в теория на автоматичното управление в областта на честотен анализ на филтриращите свойства и на качеството на системите за автоматично управление;
- физическата и геометричната интерпретация на същността на предложения метод за честотен анализ на филтриращите свойства;
- конкретните примери и анализа на решенията в тях за приложение на алгебричната производна по отношение на характеристиките на чувствителността на системите за управление.

ЛИТЕРАТУРА

[1] **Azcárraga J. A. de, J. M. Izquierro** (1995), ***Lie groups, Lie algebras, chorology and some applications in physics,*** Cambridge Monographs on Mathematical Physics, 1995

[2] **Batra Punita, Xiangqian Guo, Rencai Lu, Kaiming Zhao** (2009), ***Highest weight modules over pre-exp-polynomial Lie algebras,*** Journal of Algebra 322 (2009) 4163-4180

[3] **Booss B., D. D. Bleecker** (1985), ***Topology and Analysis, The Atiyah-Singer Index Formula and Gauge-Theoretic Physics,*** Universitext, Springer-Verlag, 1985

[4] **Bott R., L. W. Tu** (1982), ***Differential Forms in Algebraic Topology,*** GTM 82, Springer- Verlag, 1982

[5] **Brandt Howard E.** (2010), ***Riemannian curvature in the differential geometry of quantum computation,*** Physica E 42 (2010) 449-453

[6] **Bredon G. E.** (1993), ***Topology and Geometry,*** GTM 139, Springer-Verlag, 1993

[7] **Bröcker T., T. Dieck** (1995), ***Representations of Compact Lie Groups,*** GTM 98, Springer-Verlag, 1995

[8] **Doubrovine B., S. Novikov, A. Fomenko** (1982), ***Géométrie contemporaine, Méthodes et applications,*** 3 tomes, Mir, 1982

[9] **Draisma Jan** (2003), ***Constructing Lie algebras of first order differential Operators,*** Journal of Symbolic Computation 36 (2003) 685-698

[10] **Farnsteiner R.** (1988), ***Derivations and central extensions of finitely generated graded Lie algebras,*** J. Algebra 118 (1988) 33-45

[11] **Fliess Michel** (1994), ***Une interprétation algébrique de la transformation de Laplace et des matrices de transfert***, Linear Algebra Appl., Vol. 203-204, pp. 429-442

[12] **Fliess Michel, Join, C., Mboup, M., and Sira-Ramırez, H.** (2004), ***Compression différentielle de transitoires bruites,*** C.R. Acad. Sci. Paris Ser. I, Vol. 339, pp. 821-826

[13] **Göckeler M., T. Schücker** (1989), ***Differential geometry, gauge theories, and gravity,*** Cambridge University Press, 1989

[14] Grunenfelder L., M. Omladic, H. Radjavi (2005), ***Transitive action of Lie algebras,*** Journal of Pure and Applied Algebra 199 (2005) 87-93
[15] Masson Thierry (2001), ***Géométrie différentielle, groupes et algèbres de Lie, fibrés et connexions,*** Centre National de la Recherche Scientifique, Paris, 2001, p.190
[16] Neves Aline, Mamadou Mboup and Michel Fliess (2006), ***An Algebraic Receiver for Full Response CPM Demodulation,*** VI International Telecommunications Symposium (ITS2006), September 3-6, 2006, Fortaleza-Ce, Brazil, pp. 36-43
[17] Nikolov E. (2004), ***Fractional Order Control Algorithms and Controllers,*** © 2004 Publishing House of Technical University Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p.
[18] Nikolov E. (2004), ***Special Mathematical Functions and Fractal Operators,*** © 2004 Publishing House of Technical University Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p
[19] Nikolov E. (2010), ***Robust Fractional Control* (*Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems*)**, Sofia 2010, © 2010 Publishing House of Technical University Sofia, 2010, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.
[20] Ping-Bao Liao, Cheng-Kai Liu (2009), ***On generalized Lie derivations of Lie ideals of prime Algebras,*** Linear Algebra and its Applications 430 (2009) 1236-1242
[21] Qinglai Wei, Huaguang Zhang, Jing Dai (2009), ***Model-free multiobjective approximate dynamic programming for discrete-time nonlinear systems with general performance index functions,*** Neurocomputing 72 (2009) 1839-1848
[22] Reinoso J. F., M. Moncayo, M. Pasadas, F. J. Ariza, J. L. García (2009), ***The Frenet frame beyond classical differential geometry: Application to cartographic generalization of roads,*** Mathematics and Computers in Simulation 79 (2009) 3556-3566
[23] Roozbeh Hazrat, Nikolai Vavilov, Zuhong Zhang (2013), ***Relative commutator calculus in Chevalley groups,*** Journal of Algebra 385 (2013) 262-293
[24] Schulze Mathias (2010), ***A solvability criterion for the Lie algebra of derivations of a fat point,*** Journal of Algebra 323 (2010) 2916-2921
[25] Šnobl L., D. Karásek (2010), ***Classification of solvable Lie algebras with a given nil radical by means of solvable extensions of its subalgebras,*** Linear Algebra and its Applications 432 (2010) 1836-1850
[26] Wang Heng-Tai, Qing-Guo Li (2009), ***Lie triple derivation of the Lie algebra of strictly upper triangular matrix over a commutative ring,*** Linear Algebra and its Applications 430 (2009) 66-77
[27] Weiyan Yu, Jianhua Zhang (2010), ***Nonlinear Lie derivations of triangular algebras,*** Linear Algebra and its Applications 432 (2010) 2953-2960
[28] Wilfried Konrad, Christian Apeltauer, Jörg Frauendiener, Wilhelm Barthlott, Anita Roth-Nebelsick (2009), ***Applying Methods from Differential Geometry to Devise Stable and Persistent Air Layers Attached to Objects Immersed in Water,*** Journal of Bionic Engineering 6 (2009) 350-356
[29] Xiao-Min Tang, Jin-Li Xu (2009), ***The derivation Lie algebra of the higher rank Virasoro-like algebra and its automorphism groups,*** Linear Algebra and its Applications 430 (2009) 2170-2181
[30] Yosida K. (1984), ***Operational Calculus: A Theory of Hyperfunctions,*** Springer, 1984, 516 p.
[31] Yucai Su (2003), ***Classification of quasifinite modules over the Lie algebras of Weyl type,*** Advances in Mathematics 174 (2003) 57-68
[32] Zhang J.-H. (2003), ***Lie derivations on nest subalgebras of von Neumann algebras,*** Acta Math. Sinica 46 (2003) 657-664

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

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** чл. кор. проф. дтн П. Петков

УПРАВЛЕНИЕ НА ТЕРМОПОМПЕНИ СИСТЕМИ ЧРЕЗ КОРИГИРАНЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА ЗАДАНИЕТО НА ТЕМПЕРАТУРАТА НА ОТОПЛИТЕЛЕНИЯ/ОХЛАДИТЕЛНИЯ РАБОТЕН ФЛУИД

Христо Стоянов, Тодор Йонков

Резюме: *В работата е представен и реализиран подход за управление на термопомпени системи чрез коригиране на заданието на температурата базирано на изчислена моментна за системата необходима мощност. Работата се основава на специално разработено решение за управление, базирано на програмируем логически контролер и СКАДА работна станция за визуализация. Показани са логически блокови схеми и основните режими на работа, определени от външни условия и видът на климатизираният обект. Създадени са графични екрани, изобразяващи статусът на ситемата в реално време и за въвеждане на параметрите за конктретна климатизирана зона.*

Ключови думи: *термопомпен агрегат, циркулационна помпа, СКАДА*

MANAGEMENT OF HEATPUMP SYSTEMS BASED ON REAL TIME SETPOIN CORRECTION OF HEATING/COOLING FLUID SUPPLY TEMPERATURE

Hristo Stoyanov, Todor Ionkov

Abstract: *The work is presented and implemented approach to managing heat pump systems by adjusting the setpoint temperature based on the calculated instantaneous power required for the system.The work is based on a particularly selected solution of managing the unit with a programmable logical controller and supervisory control and data acquisition (SCADA). An examples of logical diagram and basic modes of operation, determined by external conditions are presented. There are also graphical screens depicting system status in real time and parameter settings for specific zone.*

Keywords: *heatpump, circulation pump, SCADA.*

1. Въведение

Оптимизирането на управлението на термопомпени системи с работен агент вода или етилен-гликол в сгради с обществено предназначение и офисните сгради е важен критерий при реализирането на съвременно енергоефективно управление в системите за сградна автоматизация. Интеграцията на интелигентните

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

сградни системи и автоматизираният контрол на термопомпените системи цели намаляване на консумацията на енергия, необходима за експлоатацията на дадена сграда, като същевременно гарантира комфортен климат за обитателите й. Съществуват изследвания на системи работещи с контур по температурният комфорт [1] и настоящото изследване има за цел да задълбочи и разшири познанието в областта на енергийната ефективност.

За реализирането на подобен тип управление е подходящо използването на свободно програмируеми контролери (PLC) и работна станция (SCADA) позволяващо интеграцията на обикновено независими интелигентни системи като:

- Контрол на достъп
- DDC управление на термопомпени агрегати
- Осветление
- Слънцезащитни щори

При интеграцията на системи от този тип широко приложение са намерили различни комуникационни протоколи:

- KNX комуникационен протокол
- LonWorks комуникационен протокол
- Modbus комуникационен протокол
- BACnet комуникационен протокол
- ZigBee комуникационен протокол
- EnOcean комуникационен протокол

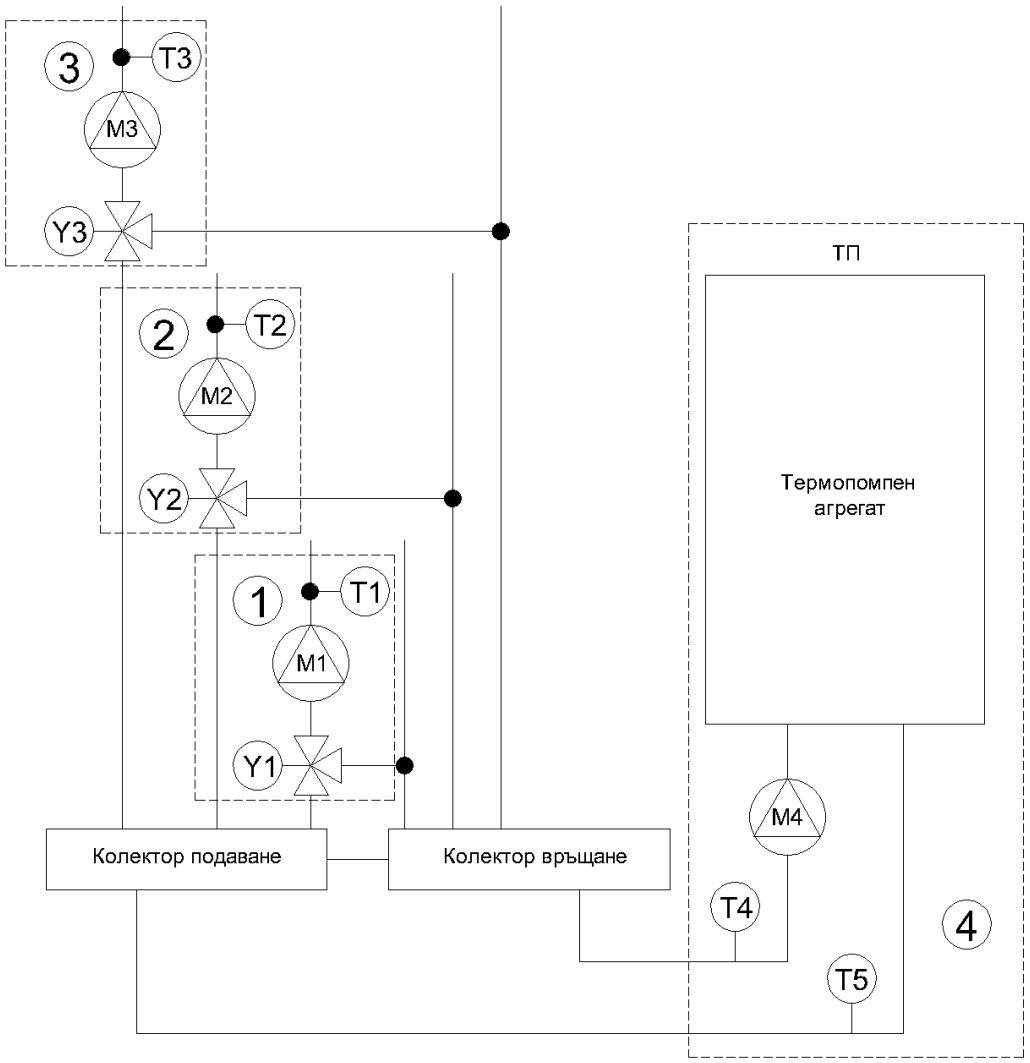
Цел на настоящата работа е да се анализират възможностите за оценка на необходимата в реално време отоплителна (охладителна) мощност и в зависимост от измерените външни условия (външна температура и слънцегреене) да се подаде задание към блокът за управление на термопомпеното съоръжение да поддържа най-висока температура на охладителният агент и респективно най-ниска температура на отоплителният агент.

2. Обект за управление

Обектът за управление представлява термопомпена система за дистрибуция на топло/студоносител към паралелен брой независими зонови единици и е показан на фиг.1:

1. Изпълнителни устройства - трипътен регулиращ вентил Y1 и циркулационна помпа M1 и температурен сензор T1. Чрез управлението на групата се регулира температурата на подаващият работен флуид до изчислена стойност за климатизираната зона 1.

2. Изпълнителни устройства - трипътен регулиращ вентил Y2 и циркулационна помпа M2 и температурен сензор T2. Чрез управлението на групата се регулира температурата на подаващият работен флуид до изчислена стойност за климатизираната зона 2.
3. Изпълнителни устройства - трипътен регулиращ вентил Y3 и циркулационна помпа M3 и температурен сензор T3. Чрез управлението на групата се регулира температурата на подаващият работен флуид до изчислена стойност за климатизираната зона 3.



Фиг.1. Блокова схема на термопомпена система с дистрибуция на топло/студоносител към паралелен брой зонови единици: 1) група температурен сензор T1 с циркулационна помпа M1 и регулиращ вентил Y1 за зона 1. 2) група температурен сензор T2 с циркулационна помпа M2 и регулиращ вентил Y2 за зона 2. 3) група температурен сензор T3 с циркулационна помпа M3 и регулиращ вентил Y3 за зона 3. 4)Термопомпен агрегат с примежащи циркулационна помпа M4 и сензори за входяща и изходяща температура T4 и T5.

4. Термопомпен агрегат с циркулационна помпа M4 и температурни сензори T4 и T5. Компонентите прилежащи към тази група се управляват

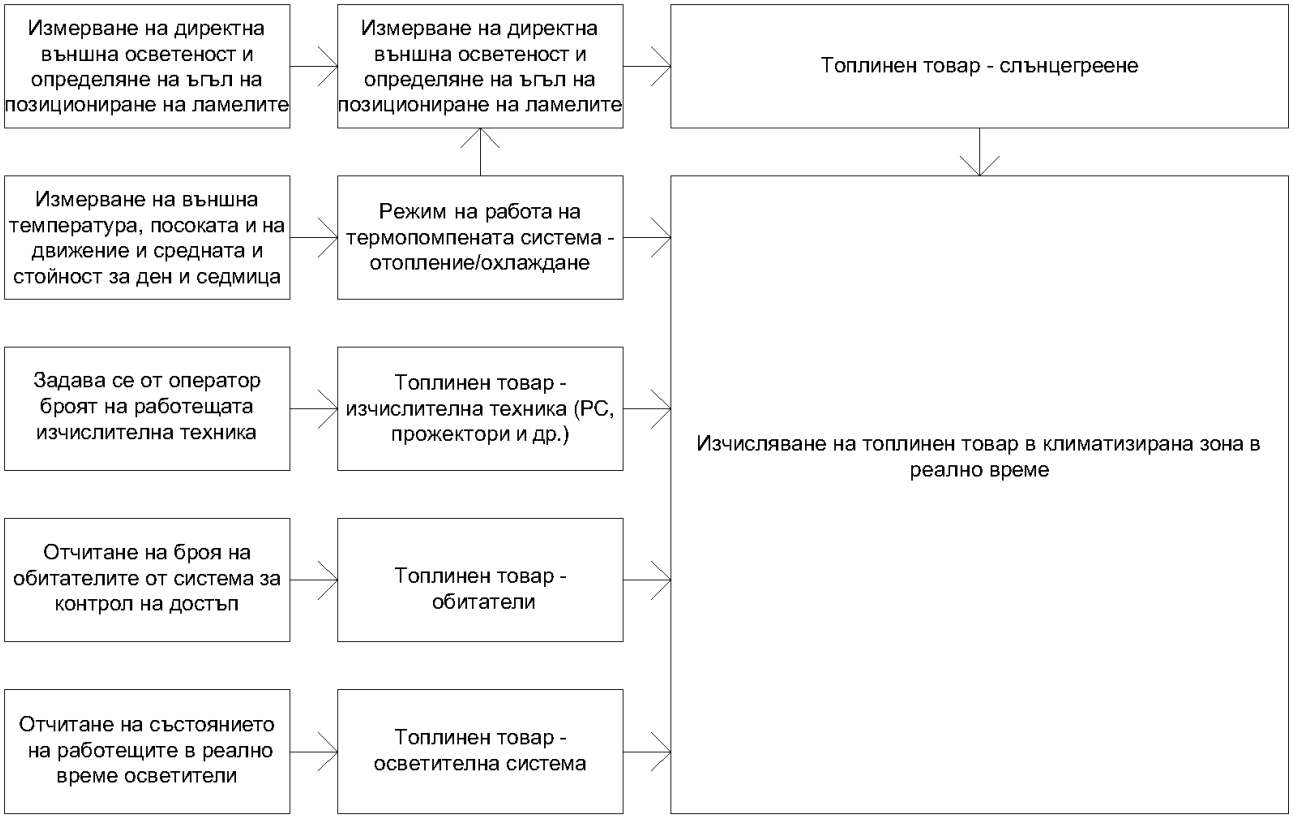
от управляващият блок на термопомпеният агрегат. Управляващият блок получава задание за контрол на температурата на работният флуид изходящ от агрегата и захранващ колектор подаване чрез Modbus комуникационен протокол [2].

3. Фактори за оценка на топлинният товар за климатизирана зона в реално време

Предложеният в настоящата работа модел за оценяване на моментният топлинен товар в определена климатизирана зона се базира на следните особености:

- Режимите на управление на термопомпената система се определят от режима на работа за сградата отопление/охлаждане. Определянето на режима на работа е функция от показанията на външната температура и нейната посока на изменение за последните: час, ден и седмица съгласно предварително дефинирани тегла.
- Местоположение и ориентация на климатизираният обект - наличие на директна слънчева светлина. В случаите когато климатизираният обект е офис или помещение с обществено предназначение, който през част от деня попада под директно ослънчаване се оценява топлинния товар по време на осветяване от слънцито на обекта. За целта се измерва директната осветеност на фасадата на обекта и в зависимост от характеристиките и площа на остъклената част се изчисляват топлинните притоци. Отчитат данни от системата за управление на слъцезащитните щори за ъгълът на позициониране на ламелите на щорите в реално време в случаите когато е реализирана слънцезащитна система на остъклената част от климатизираната зона.
- Отчита се топлинният товар от работещата в климатизираната зона изчислителна техника. Операторът на системата възвежда необходимите данни в зависимост от натовареността и извършваните дейности в помещението.
- Топлинният товар генериран от обитателите в помещението се може да бъде отчетен по два начина: чрез данни получени от системата за контрол на достъп за брой обитатели или тези данни се въвеждат от оператор на системата в зависимост от това дали е реализирана интеграция със системата за контрол на достъп.
- Топлинният товар генериран от работещите в помещението осветители се изчислява по данни (брой, тип и натовареност на работещи осветители) отчетени от системата за управление на осветлението в помещението.

На фиг.2 е показана блокова схема на факторите при оценяването на моментният топлинен товар в определена климатизирана зона и техните взаимовръзки.



Фиг.2. Блокова схема на факторите при изчисляването на топлинният товар в климатизираната зона.

4. Логическо управление на термопомпена система с корекция на заданието в реално време в система с паралелна дистрибуция на топло/студоносител към климатизираните зони

Предложеният модел на управление се характеризира със следните особености:

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

2. Разрешение за изпълнение на изчисленото задание към контролният панел на термопомпеният агрегат се получава от времеви график за сградата на центровете за производство на топлинна и студова енергия.

3. Логическото управление за всяка зона е индивидуално, като към регулаторът се задават различни параметри в зависимост от заданието за температура към управляващият блок на термопомпеният агрегат. Разрешение за изпълнение на логическото управление се получава от времеви график за конкретната зона.

4. Заданието за температурата на подаващият агент към термопомпеният агрегат се определя като се взима най-високата стойност при режим отопление или най-ниската при режим охлаждане от изчислените температури за различните климатизирани зони.

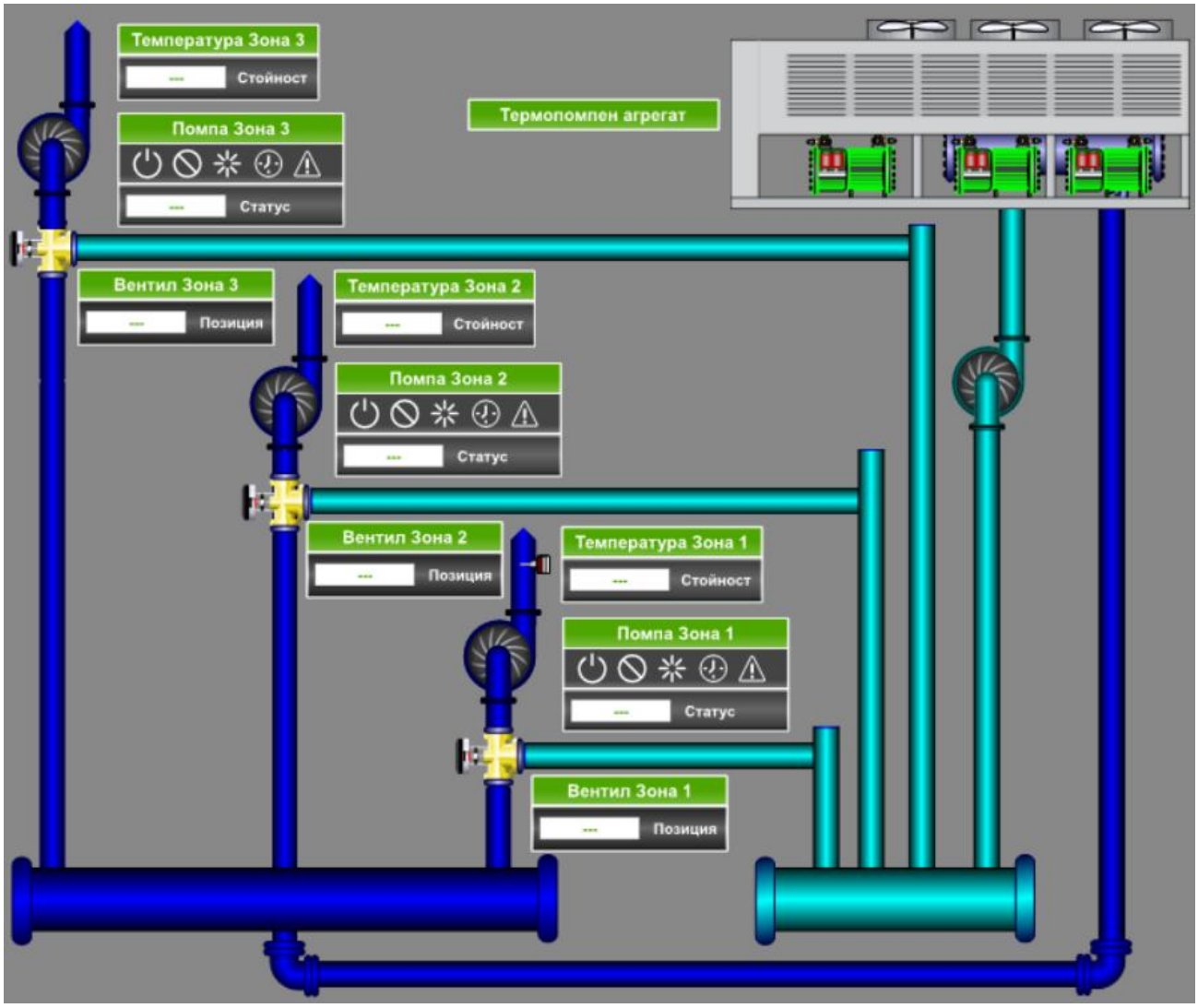
Блоковата схема на разработения алгоритъм за управление е показана на фиг.3.

Фиг.3. Логическа блокова схема

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

Изграждането на разработената система включва създаването на графичен екран [3], изобразяващ статусът на системата в реално време. В конкретния екран (фиг.4) се визуализират:

- Моментната стойност на температурата на подаваният към вентилаторните конвектори отплителен/охладителен агент за зони 1, 2 и 3.
- Моментно положение на задвижващите устройства за трипътните регулиращи вентили за зони 1, 2 и 3.
- Статусът на циркулационните помпи за диструбуция на топло/студоносител към вентилаторните конвектори за зони 1, 2 и 3.



Фиг.4. Графичен екран показваш статусът на системата в реално време.

На фиг.5 е показан графичен екран за въвеждане на параметрите на системата за зона 1.

Фиг.5. Графичен екран за въвеждане параметрите на системата за определена зона

В конкретния екран (фиг.5) се визуализират следните параметри:

- Времеви график на конкретната зона. Въвеждат се следните параметри: начален и краен час на заетостта на зоната, като е налична и опция за удължаване на диапазона по време на работа на системата.
- Задание за поддържане на температурата в конкретната зона в работно време, както и за поддържане на минимална комфортна темература в режимите отопление и охлаждане през неработно време.
- Указва се предназначението за използването на зоната по време на зададеният времеви график.
- Въвеждат се данни за наличните и заетите места от обитателите в зоната.

6. Заключение

Интеграцията на интелигентните сградни системи в контролерната среда на системите за сградна автоматизация при управлението на термопомпени системи притежава следните предимства спрямо стандартните решения – с независими локални управления на отделните подсистеми:

- Постигане на комфортна работна среда за обитателите на сградата.
- Минимизиране на загубите при дистрибуцията топло/студоносителя до крайните консуматори.
- Работа на компресорният блок на термопомпеният агрегат при по-благоприятни условия и удължаване на експлоатационният му срок.
- Методът е адаптивен към променящите се външни условия – температура и слънцегреене.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Д. Цанков; Енергоспестяващо управление на системи за отопление със стабилизация на температурния комфорт, Годишник на Ту-София, ISSN 1311-0829 том 63, кн. 2, (79-89) 2013г.

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

[3] Reference Guide StruxureWare - 2011 Schneider Electric

Автори: Христо Стоянов, маг. инж. асистент катедра „АЕЗ”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *hlstoyanov@yahoo.com*; проф. д-р Тодор Йонков, катедра „АЕЗ”, Технически Университет-София, E-mail adress: *tsj@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р Евтим Йончев

АЛГОРИТЪМ ЗА СЪГЛАСУВАНЕ НА ЗАДВИЖВАНИЯТА НА ФРЕЗОВИ МАШИНИ С ЦИФРОВО-ПРОГРАМНО УПРАВЛЕНИЕ

Марин Жилевски, Михо Михов

Резюме: *В статията се описва алгоритъм за съгласуване на задвижванията на фрезови машини с цифрово-програмно управление. На базата на специализиран софтуер е разработен геометричен модел на обработвания детайл, генерирана е траекторията на използвания инструмент, формиран е необходимия код за машината и получената програма е въведена във фрезата за изпълнение. Представени са конкретни примери, илюстриращи практическото приложение на предложения алгоритъм. Проведените изследвания и получените резултати може да се използват при настройката на разглеждания клас металообработващи машини.*

Ключови думи: *фрезови машини, геометричен модел, съгласуване на задвижвания*

ALGORITHM FOR COORDINATION OF DRIVES IN MILLING MACHINES WITH DIGITAL PROGRAM CONTROL

Marin Zhilevski, Mikho Mikhov

Abstract: *An algorithm for coordination of drives in milling machines with digital program control has been described in this paper. Based on specialized software a geometrical model of the processed workspace has been developed, trajectory of the used tool has been generated, the necessary code for the machine has been formed and the developed program has been input into the milling machine for execution. Actual examples have been presented illustrating practical implementations of the offered algorithm. Studies carried out and the results obtained can be used in setting of the considered class of machine tools.*

Keywords: *milling machines, geometrical model, coordination of drives*

1. Въведение

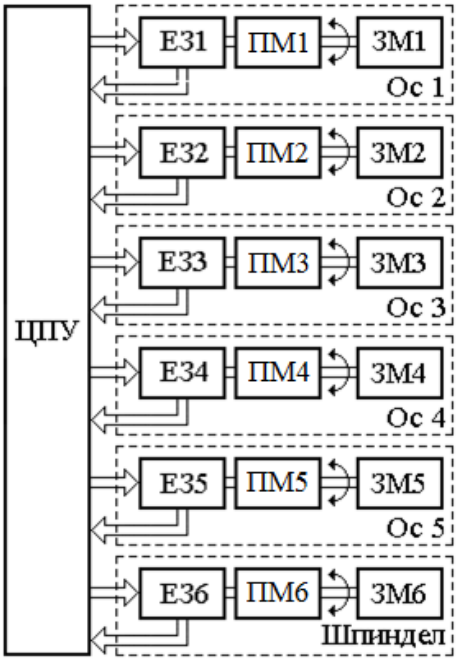
С цел модернизация на клас фрезови машини са въведени две допълнителни, управляеми оси. В резултат на това е осигурена по-висока производителност и възможност за обработка на детайли със сложна геометрична форма, към които има високи изисквания за точност, успоредност и перпендикулярност.

С добавянето на двете координати, машината от разглеждания клас с многокоординатна система за електрозадвижване, е съставена от пет подавателни оси и шпиндел. Блоковата схема на такава система е показана на фиг.1, като използ-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ваните означения са: ЦПУ – устройство за цифрово-програмно управление; ЕЗ1 – електрозадвижване на координатна ос *x*; ЕЗ2 – електрозадвижване на координатна ос *y*; ЕЗ3 – електрозадвижване на координатна ос *z*; ЕЗ4 – електрозадвижване на четвъртата координатна ос, осъществяваща ъглово позициониране; ЕЗ5 – електрозадвижване на петата координата, която реализира движение по наклон на детайла; ЕЗ6 – електрозадвижване на шпиндела; ПМ1 ÷ ПМ6 – предавателни механизми за съответните оси и шпиндела; ЗМ1 ÷ ЗМ6 – задвижвани механизми за съответните оси и шпиндела.



Фиг.1. Блокова схема на многокоординатната система за електрозадвижване.

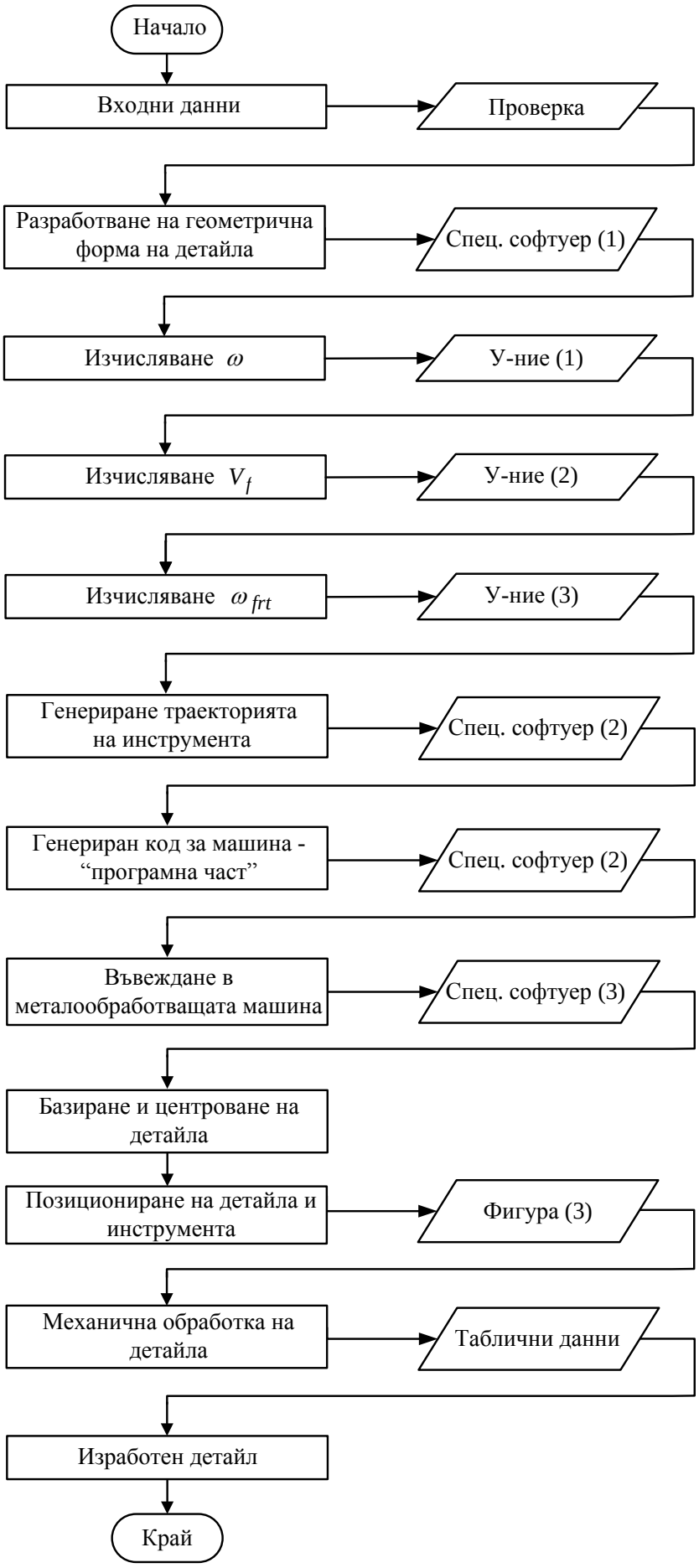
Изследвания свързани с многокоординатната машина от разглеждания клас [1] са представени в [2] – [6].

При практическото използване на фрезовите машини от съществено значение е да бъде извършено прецизно съгласуване на използваните системи за електрозадвижване.

Основните изисквания, които трябва да бъдат отчетени при разработването на алгоритъма за съгласуване на задвижванията са следните: проверка на използваната многокоординатна система за електрозадвижване за възможността за механична обработка на зададения детайл; осигуряване на максимално бързодействие с използване на подходящи движения и алгоритми; отчитане на работните ходове на машината; избор на инструмент и скорост на рязане.

2. Особености на алгоритъма за съгласуване на електрозадвижванията

Блокова схема на разработения алгоритъм е представена на фиг.2, където използваните означения са следните: ω - скорост на шпиндела при фрезоване; V_f - скорост на подаване при линейно движение; ω_{frt} - скорост на подаване при осите свързани с въртящата се маса.



Фиг.2. Блокова схема на алгоритъма за съгласуване на задвижванията.

Като входни данни се въвеждат: вид механична обработка и тип на материала; данни свързани с детайла – габаритни размери и диаметър на отворите; параметри на инструментите, които ще извършва механичната обработка.
След въвеждане на входните данни се извършва проверка на параметрите на металообработващата машина по следната последователност: отчитат се работните ходове на фрезата спрямо габаритните размери на обработвания детайл; сравняват се параметрите на внедрената многокоординатна система за електрозадвижване с изчислената, получена на базата на разработените методики за главно и подавателни електрозадвижвания, представени в [5] и [6].
Използваните в алгоритъма специализирани софтуерни продукти се отнасят до: разработване на геометричен модел на детайла; генериране траекторията на инструмента и „програмната част“ на машината; въвеждане в металообработващата машина.
Скоростта на шпиндела се изчислява със следното уравнение [7]:

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

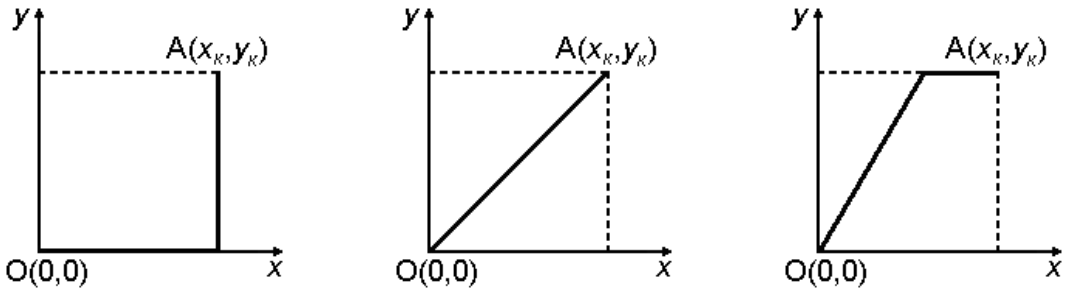
Скоростта на подаване на задвижвания механизъм при механична обработка на линейна координатна ос се определя посредством израза [7]:

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

Скоростта на подаване на задвижвания механизъм при фрезоване при въртяща се ос, се определя по следния начин [7]:

$$\omega_{frt} = \frac{f_z \times \omega \times z}{\pi \times D_{rt}}. \tag{3}$$

Следващата стъпка от алгоритъма е базирането, центроването на обработвания детайл и съобразяване с координатите на машината.



а) б) в)

Фиг.3. Движение при различни алгоритми за позиционно управление.

Позиционирането на детайла и инструмента се осъществява посредством подходящи алгоритми за двукоординатно позиционно управление [3], представени

на фиг.3, с което се обезпечават изискваните показатели точност, бързодействие и производителност.
Последната стъпка от разработеният алгоритъм е извършването на фрезовата операция и получаване на изработения детайл.

3. Практическо приложение на алгоритъма

Практическото приложение на алгоритъма от фиг.2, е илюстрирано посредством разработване на детайли в два варианта: без използване на въртяща се маса и с използване на въртяща се маса.

3.1. Машинна обработка без използване на въртяща се маса

Представеният пример се отнася за механична обработка на детайл без използване на въртяща се маса, с приложение - „пулт за управление“ за машина от разглеждания клас. Следователно скоростта на подаване за въртящата се ос в този случай е $\omega_{frt} = 0$.

Въведените входни данни са следните: вид обработван материал – алуминиева сплав; данни свързани с детайла: габаритни размери – 0.185 m x 0.520 m x 0.003 m; диаметри на отворите - Ø 0.0032 m , Ø 0.0042 m , Ø 0.008.4 m, Ø 0.0016 m, Ø 0.030 m, Ø 0.061 m; вид механична обработка – фрезоване и пробиване; диаметри на инструментите участващи в разработването на пулта (D_c) – Ø 0.003.2 m, Ø 0.004.2 m, Ø 0.008 m, Ø 0.008.4 m, Ø 0.0016 m.
След извършена проверка на базата на разработените методики, използваните електрозадвижвания удовлетворяват необходимите изисквания за механична обработка и имат следните номинални параметри на двигателите: $M_f = 3.5\,\text{Nm}$, $\omega_f = 209.34\,\text{rad/s}$ - за подавателните електрозадвижвания; $P_{nom} = 6\,\text{kW}$, $\omega_f = 209.34\,\text{rad/s}$ - за главното електрозадвижване.

Следващата стъпка от представения алгоритъм е разработването на геометричен модел на детайла, представен на фиг. 4*a* чрез използване на специализиран софтуер – в случая AUTOCAD 2009.
Описанията, които ще бъдат направени в следващите стъпки от алгоритъма се отнасят до оформяне на габаритните размери на детайла с процес на фрезоване и диаметър на инструмента $D_c = 0.008\,\text{m}$.

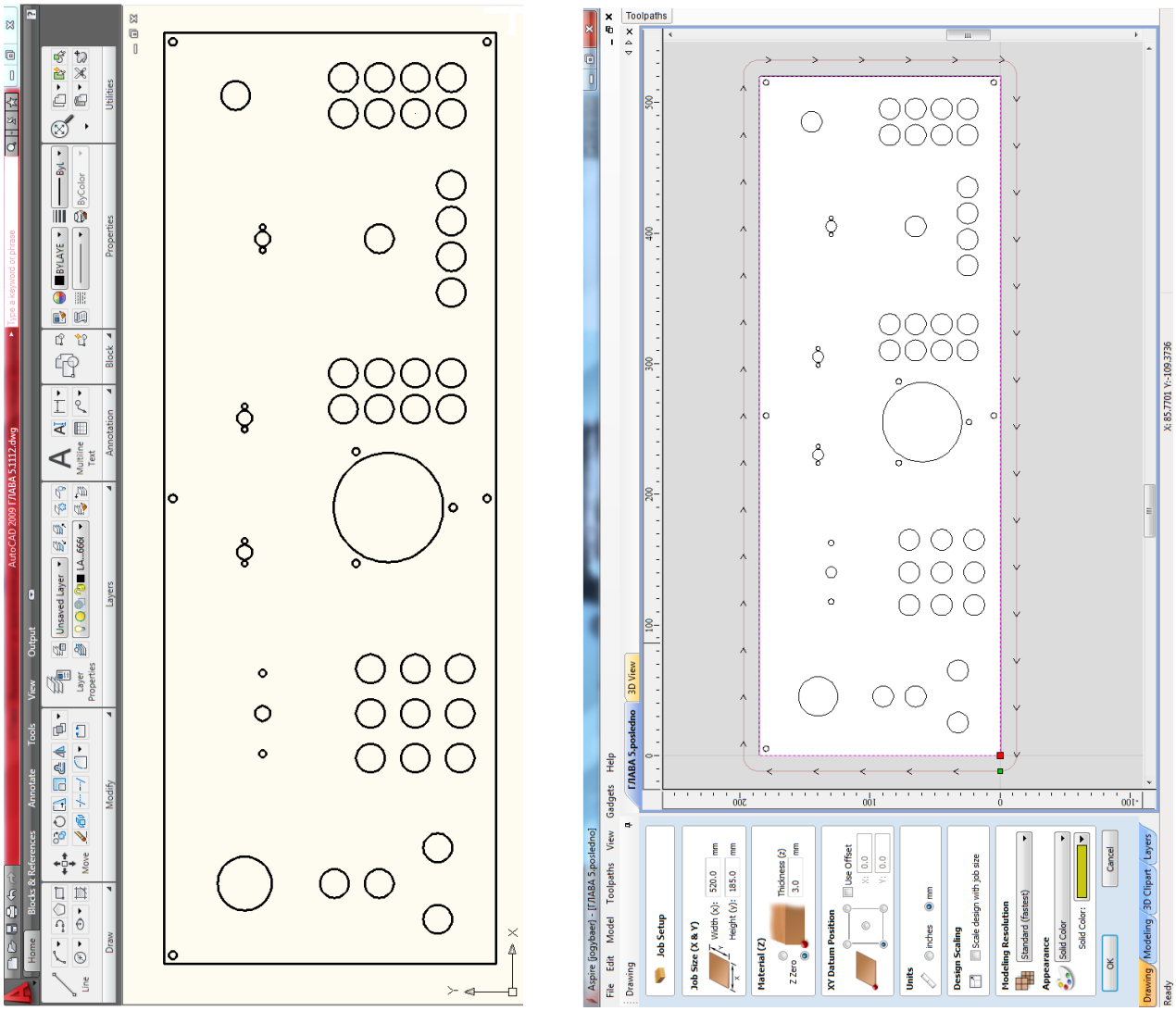
Генерирането на коректна „програмна част“ за машината изисква изчисляването на:

- скоростта на шпиндела: $\omega = \dfrac{V_c \times 2}{D_c} \approx 102.05\,\text{rad/s} \approx 975\,\text{rev/min}$;

- скоростта на подаване: $V_f = \dfrac{f_z \times \omega \times z}{2 \times \pi} \approx 0.015\,\text{m/s} \approx 900\,\text{mm/min}$.

Разработения в AUTOCAD модел се въвежда в специализиран софтуер, като в случая това е ASPIRE VECTRIC. За генериране траекторията на инструмента се преминава през няколко последователни етапа, които се изискват от използва-

ната програма: 1. Задават се вида на обработвания материал и габаритните му размери; 2. Задават се вида на операцията и параметрите на инструмента; 3. Избира се желания контур, който ще се обработва; 4. Задава се команда за генериране на траектория на инструмента; 5. генериране на траектория на инструмента, показана на фиг. 4.*б* с червена линия.



а) б)

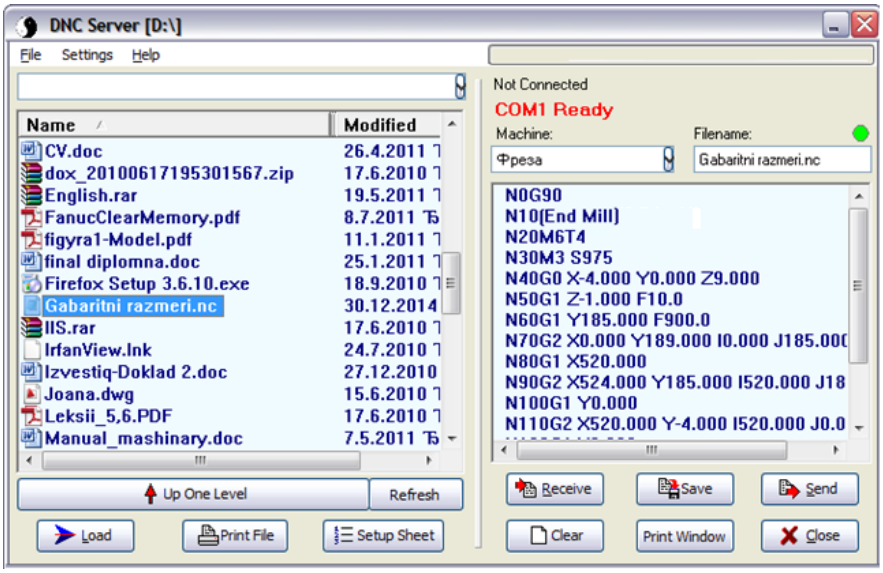
Фиг.4. Геометричен модел на детайла и генерирана траектория на инструмента.

След извършване на необходимите стъпки, програмата ASPIRE VECTRIC генерира необходимия код за фрезова обработка на подходящ машинен език, наречен „програмна част“, който описва траекторията на инструмента и има следния вид:

```
N0G90
N10(End Mill)
N20M6T4
N30M3 S975
N40G0 X-4.000 Y0.000 Z9.000
N50G1 Z-1.000 F10.0
```

N60G1 Y185.000 F900.0
N70G2 X0.000 Y189.000 I0.000 J185.000
N80G1 X520.000
N90G2 X524.000 Y185.000 I520.000 J185.000
N100G1 Y0.000
N110G2 X520.000 Y-4.000 I520.000 J0.000
N120G1 X0.000
N130G2 X-4.000 Y0.000 I0.000 J0.000
N140G0 Z9.000
N150M30

На базата на представения на фиг.5 специализиран софтуер, генерираната програмна част се въвежда в паметта на металообработващата машина.



Фиг.5.Софтуер за въвеждане на „програмната част“.

На фиг.6.а е илюстрирано позиционирането на инструмента, а на фиг.6.б е показан процесът на механична обработка на разработения детайл със зададените параметри, извършвана от фрезова машина на разглеждания клас.
След въвеждане на програмата в фрезовата машина, се извършва базиране, центроване на детайла и последвалата механична обработка до получаване на желания контур.

а)

б)

Фиг.6. Процеси на позициониране на инструмента и фрезоване.

След оформяне на габаритните размери аналогично се преминава през същите етапи от алгоритъма, за да бъдат получени необходимите отвори за монтаж на пулта, бутони, галетни превключватели, импулсен генератор и авариен стоп.
Изработената заготовка е внедрена като „пулт за управление“ при разработване на машина от представения клас. На фиг.7 е показано практическото приложение на този пулт с монтирани всички необходими елементи.

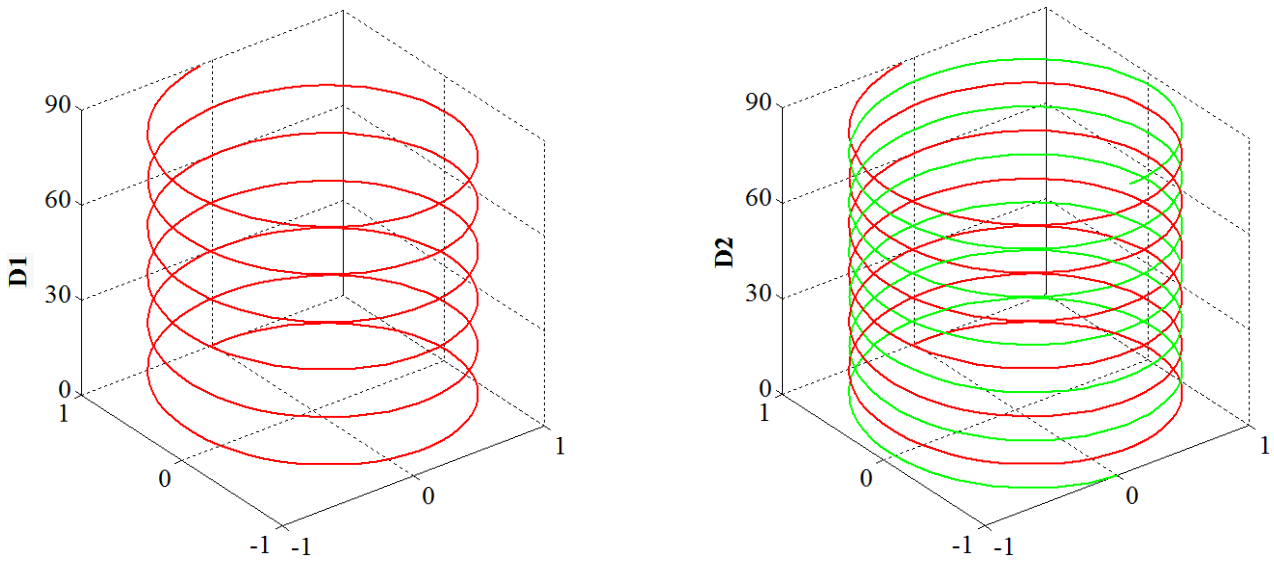
Фиг.7. Изработеният „Пулт за управление“ с монтираните на него елементи.

3.2. Машинна обработка с използване на въртяща се маса

С добавянето на масата се увеличава точността, бързодействието и производителността на машината. Осигурява се възможност за обработка на детайли със сложна форма и постигане на параметри като перпендикулярност и успоредност, които не биха се получили без допълнителните автоматизирани координатни оси.
С добавянето на въртящата се маса, многокоординатната система за електрозадвижване на разглеждания клас фрезови машини, отговаря на представената на фиг.1 блокова схема.
Представени са два конкретни примери за механична обработка на детайли с използване на въртяща се маса. Тяхното предназначение е във валове с едноходова и двуходова резба със стъпка 15 mm. За извършване на механичната обработка се преминава през следните няколко етапа:
1. Позициониране на детайла със системата за двукоординатно електрозадвижване *x*-*y*.
2. С координатна ос *z*, инструмента се позиционира на подходящо място за извършване на механичната обработка.
3. С използване наклона на въртящата се маса, заготовката се позиционира перпендикулярно на инструмента.
На фиг.6.б е представен позиционирания детайл върху въртящата се маса преди извършване на фрезовата операция.
4. Задават се пресметнатите скорост на шпиндела и скоростта на подаване.
5. Генерира се траекторията на инструмента за двата детайла.
На фиг.8.а с червена линия е представена описваната траектория на движение от инструмента при разработването на едноходовата резба, където D1 – обработваемата част от първия детайл. На фиг.8.б е представена описваната траектория на движение от инструмента при разработването на двуходовата резба,

където D2 – обработваемата част от втория детайл. С червена линия е представена единия ход от резбата, а със зелена – втория ход, като неговото начало е дефазирано на 180° от първата част.

6. Осъществяване на фрезовата операция със зададена скорост на вретеното и използване на координатните оси *x* и въртящата маса, извършваща ъглово преместване на детайла.

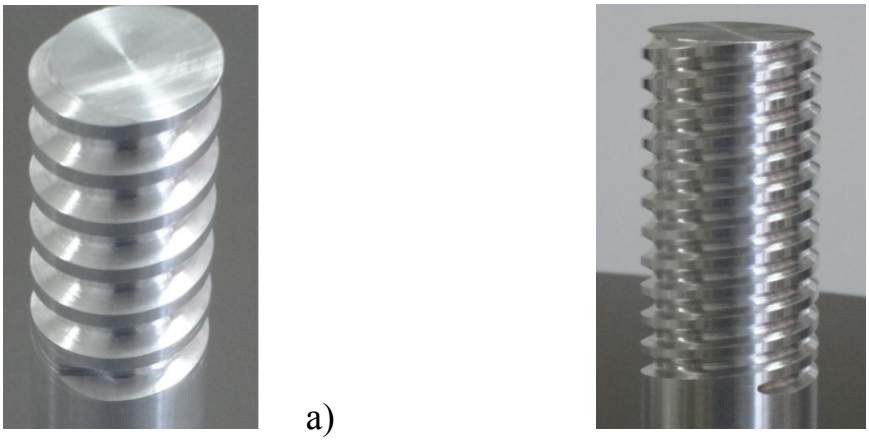


а) б)

Фиг.8. Траектории на движение на инструмента.

На фиг.9 са представени изработените детайли след извършване на механична обработка. На фиг.9.а е представен изработения детайл с едноходова резба, а на фиг.9.б е представен изработения детайл с двуходова резба, като двата хода са дефазирани на 180°.

Практическото приложение на изработваните заготовки е в червячен винт и сачмено винтова двойка, използвани като механични предавки в подавателните електрозадвижвания. С използване на двуходова резба се осигурява по-добра точност и водене между механичните елементи.



а) б)

Фиг.9. Изработени детайли с едноходова резба и с двуходова резба.

4. Заключение

Формулирани са изискванията, които трябва да бъдат отчетени при съгласуване на електрозадвижванията на фрезови машини с цифрово-програмно управление. Предложен е алгоритъм за координиране на съответните движения, при който се отчитат специфичните особености на технологичния процес, вида на обработвания материал, параметрите на използвания инструмент, механичната предавка и други фактори. На базата на специализиран софтуер се разработва геометричен модел на изработвания детайл, генерира се траекторията на инструмента, формира се необходимия код за машината и получената програма се въвежда във фрезата за изпълнение.

Представени са конкретни примери за практическо приложение на разработения алгоритъм, с изработка на детайли без използване и с използване на въртяща се маса.

ЛИТЕРАТУРА

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

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

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

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

[5] Mikhov M., M. Zhilevski, Methodology for Selection of Spindle Drives for Milling Machines, *International Journal Of Engineering And Computer Science,* Vol. 3, No. 5, pp. 5948-5953, 2014, ISSN:2319-7242

[6] Жилевски, М., М. Михов, Методика за избор на подавателни задвижвания за фрезови машини, *Годишник на Технически университет - София*, т. 64, №. 1, 41-48, София, 2014, ISSN 1311-0829

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

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

Постъпила на 15.05.2015 г. **Рецензент** доц. д-р Константин Павлитов

МОДЕЛИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА АСИНХРОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ С РЕГУЛАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ С ШИМ

Иван Костов

Резюме: *Цел на тази разработка е изследване на силови електронни преобразуватели на трифазно напрежение с високи енергийни показатели и подобрена електромагнитна съвместимост с мрежата и двигателя, притежаващи проста и надеждна система за управление и относително ниска цена. Предложен и изследван е трифазен широчинно-импулсен преобразувател на променливо напрежение, предназначен за регулиране на напрежението на статорната намотка на асинхронни двигатели с накъсосъединен ротор. Използвани са методи на теорията на електрозадвижването, преобразувателната техника, физическото моделиране и симулиране. Получени са регулировъчната характеристика на преобразувателя и израз за пресмятане на коефициента на хармониците в кривата на изходното напрежение. Приведени са сравнителни резултати от физическо моделиране и симулиране на преобразувателя.*

Ключови думи: *широчинно-импулсен преобразувател, регулатор на напрежение, модулация, ключ за променлив ток, асинхронен двигател, електромагнитна съвместимост.*

MODELING AND INVESTIGATION OF INDUCTION MOTOR DRIVE WITH PWM VOLTAGE CONVERTER

Ivan Kostov

Abstract: *The objective of this work is to study power electronic converters of three-phase voltage with high energy performance and improved electromagnetic compatibility with network and motor, having a simple and reliable control system and relatively low price. A three-phase pulse-width converter of ac voltage to regulate the voltage of the stator winding of induction motors with squirrel-cage rotor is proposed and studied. Methods of the theory of the generalized electric machine, converter technology, physical modeling and simulation are used. The adjustable characteristic of the converter and an expression for calculating the ratio of harmonics in the output voltage curve are obtained. Comparative results of the physical modeling and simulation of the converter are shown.*

Keywords: *pulse-width converter, voltage regulator, pulse-width modulation, ac switch, induction motor, electromagnetic compatibility.*

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Потреблението на електрическа енергия в света постоянно се увеличава и според Международната Агенция по Енергетика (МАЕ, IAE) през 2035 ще се увеличи с 47% в сравнение с 2012 г., като значителна част от това увеличение може да се компенсира чрез увеличаване на енергийната ефективност на промишлените предприятия, които потребяват около 42% от цялата генерирана електроенергия, и от която почти 70% се пада на моторите. При това в повече от 90% от електрозадвижванията няма възможност да се управлява консумацията на енергия, или това управление е неефективно [1]. Във връзка с това една от задачите за подобряване на енергийната ефективност на електрозадвижванията е да се подобри качеството на пусковите и спирачните режими на работа на трифазния асинхронен двигател - най-масовия в промишлеността. Решението на тази задача може да бъде постигнато за сметка на регулиране на напрежението на статорната намотка в зависимост от натоварването на вала с цел да се намали консумацията на активна/реактивна мощност, както и загубите в двигателя [2, 3]. Възможността за привеждането на производствените механизми в режим на повторно-кратковременни включвания води до икономия на енергия от порядъка на 30...70% и намаляване на мощността на изпълнителните двигатели [4]. В допълнение към решаването на проблема с енергоспестяването, използването на регулатори на напрежение позволява да се разширят функционалността на електрозадвижванията, да се повиши нивото на автоматизация, както и да се осигури ефективна защита на двигателя и на цялата система за управление. Целта на тази разработка е да се изследва схема за подобряване на енергийната ефективност, надеждността, електромагнитната съвместимост и цената на асинхронно електрозадвижване с регулатор на напрежение с ШИМ при максимална простота, надеждност и компактност на преобразувателя.

2. Регулатор на променливо напрежение с ШИМ

В момента съществуват много технически решения за регулиране на напрежението на статорната намотка на двигателя [5,6,7,8,9]. Един от най-перспективните е използването на непосредствени преобразуватели на променливо напрежение с широчинно-импулсна модулация на регулирането при висока модулационна честота (ШИМ РН). За разлика от преобразувателите на напрежение с фазово управление, ШИМ РН притежават висока енергийна ефективност и подобра електромагнитна съвместимост с електрозахранването и двигателя, а също и позволяват намаляване на загубите в преходни режими на работа [10]. Високото качество на изходното напрежение с липса на нискочестотни хармонични компоненти, близкият до единица коефициент на мощността, широкият диапазон и високата плавност на регулирането, независимостта на изходното напрежение от промените в натоварването, възможността за двупосочен пренос на енергия са важни предимства на този клас устройства. Поради високата комутационна честота f (единици и десетки kHz) ШИМ РН са практически безинерционни, което има положителен ефект върху качеството на преходните процеси, както и за компенсиране на изкривяванията и колебанията на захранва-

щото напрежение [11], като по този начин се повишава стабилността и надеждността на работата на системата. Също така ШИМ РН може да изпълнява квазичестотно управление на АД (асинхронни двигатели) по различни алгоритми [10, 12]. Тъй като двигателят е индуктивен товар, то увеличението на честотата на хармоничните съставящи на изходното напрежение на ШИМ РН води до намаляване на амплитудата на хармоничните на тока на двигателя. Но от енергийна гледна точка увеличаването на честотата f е нежелателно, тъй като това води до увеличаване на загубите от превключване в преобразувателя.

Подобряването на хармоничния състав може да се постигне чрез прилагане на алгоритъм за ШИМ със случаен закон на изменение на носещата честота. Поради разпределението на изкривяванията върху различни случайни честоти, амплитудите на висшите хармоници се намаляват съществено и ефективно се филтрират от индуктивностите на двигателя. При тези устройства спектърът на консумирания от мрежата ток е подобен на спектъра на фазното статорно напрежение. Следователно, използването на малки и относително евтини мрежови филтри може да осигури почти синусоидален входен ток на преобразувателя, т.е. и висок фактор на мощността. В ШИМ РН напрежение може да се управлява фазовия ъгъл между мрежовото напрежение и ток при използване на специални алгоритми за ШИМ.

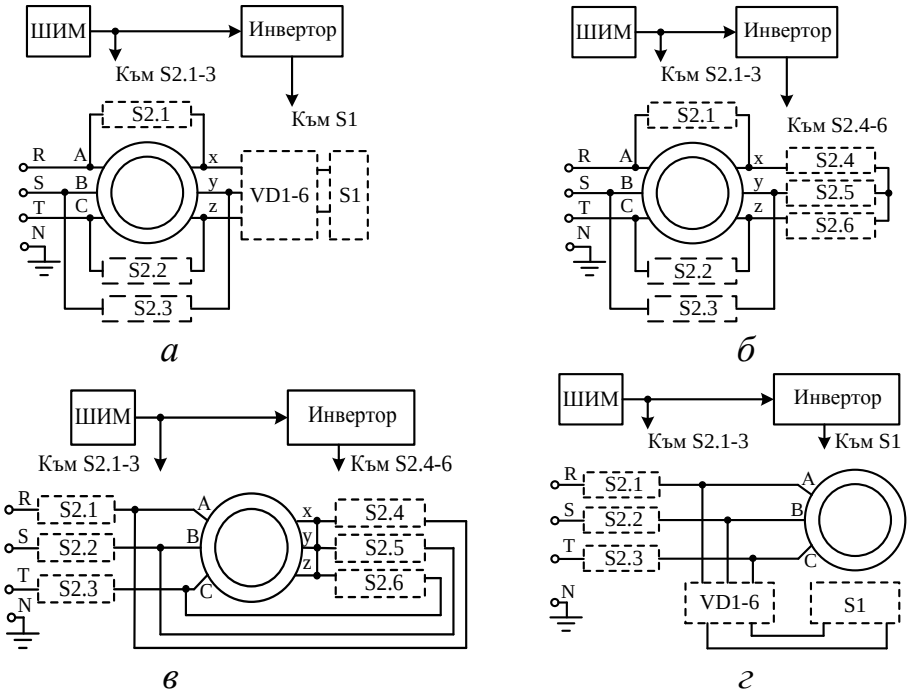
С други думи, възможно е да се регулира консумацията на реактивна мощност на мрежата и, в частност, да се поддържа максимален коефициент на мощност при различни режими на експлоатация на двигателя. Реализацията на ШИМ РН е свързана с използването на напълно управляеми двупосочни ключове въз основа на еднопосочни устройства (транзистори и диоди) по различни схеми.

Предвид различията в топологията на използваните ключове, е възможно да се изградят голям брой преобразуватели. Една възможност е използването на диодни мостове с транзисторни ключове в постояннотоковата им страна. Въпреки това разработването на схема за ШИМ РН с проста и надеждна система за управление, с високо качество на регулирането при минимален брой на управляваните елементи, и без да е необходимо да бъде синхронизиране с тока и напрежението на силовата верига остава актуална задача.

3. Описание на регулатора на напрежение

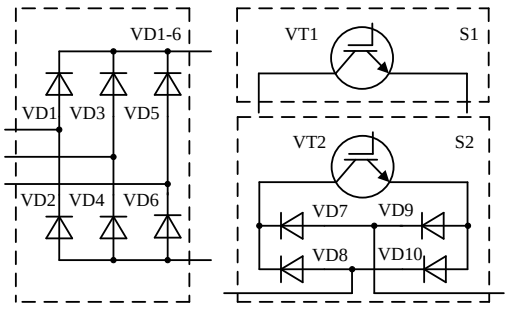
Схеми на асинхронно електрозадвижване с ШИМ РН е показана на фиг.1. Основните предположения, приети в анализа са:

- трифазното входно напрежение и намотките на двигателя са симетрични;
- активните и индуктивните съпротивления на фазите на намотките са линейни;
- насищането на магнитната система на машината се пренебрегва;
- звездният център на машината е достъпен;
- транзисторните ключове и диодите са идеални елементи.



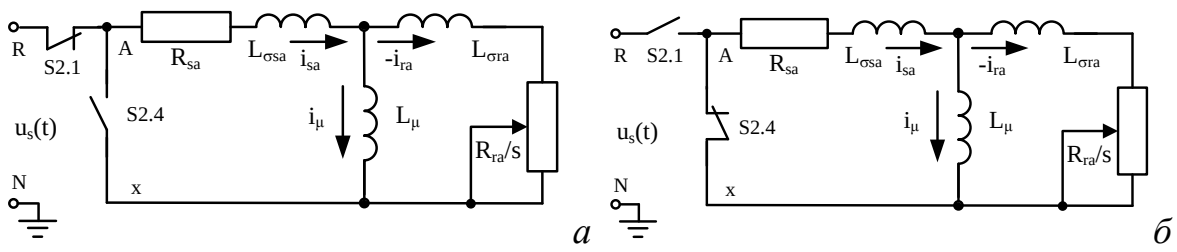
Фиг.1. Асинхронни електрозадвижвания с ШИМ РН.

Анализът на преходните процеси е направен с помощта на еквивалентна Т-образна заместваща схема за фаза на двигателя. Силовата част на преобразувателя се състои от три напълно управляеми комутатора (S2.1, S2.2, S2.3), включени паралелно (фиг.1.а,б) или последователно (фиг.1в,г) на фазите на статорната намотка и три напълно управляеми комутатора (S1 или S2.4, S2.5 и S2.6), включени в нулевата точка на статорната намотка. S1 се включва в силовата схема посредством трифазен двупътен мостов изправител VD1-6. Примерни схемни решения на диодния изправител и комутаторите са показани на фиг.2.



Фиг.2. Изправител и комутатори в ШИМ РН.

Схемата от фиг.1.в работи в два такта с общ ШИМ, показани на фиг.3.а и фиг.3.б.

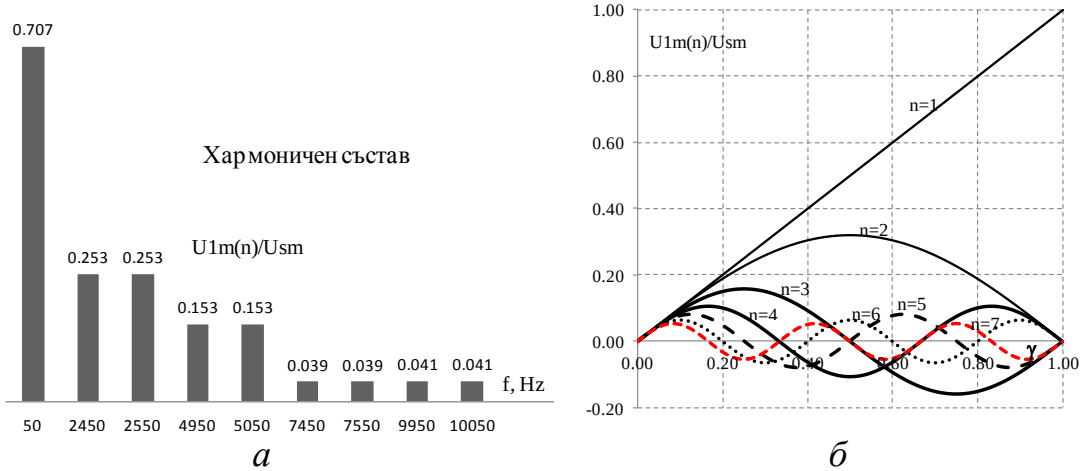


Фиг.3. Т-образна заместваща схема на фаза в ШИМ РН по време на включено състояние t_{on} (а) и по време на паузата(б).

В интервала от време t_{on} ключът S2.1 за фазата **Ax** е затворен, ключът S2.4 е отворен и двигателят работи по стандартната си схема на включване. Токът на фазата i_{sa}, равен на сумата на намагнитващия ток i_{μ} и на роторния ток i_{ra} нараства. Напрежението на двигателя повтаря напрежението на захранващата мрежа u_s. В интервала на паузата T-t_{on} ключът S2.4 е затворен, а S2.1 е отворен, в резултат на което токовете i_{sa}, i_{ra}, i_{μ} продължават да протичат през намотката на фазата, намалявайки по стойност. Напрежението на двигателя е нула.

По такъв начин, като се изменя относителното време (коефициент на запълване) $\gamma = T^{-1}t_{on} = f.t_{on}$ на включване на двигателя към захранващата мрежа, на изхода на преобразувателя (към двигателя) може да се формира променливо регулируемо напрежение. В изследваната схема чрез затваряне накъсо на фазите на намотката на двигателя за времето на паузата се постига непрекъснатост на протичане на тока. Запасената енергия в намотките циркулира във фазите, поддържайки работоспособността на електрозадвижването, а не се разсейва във вид на топлина в демпфиращи вериги. При това практически са изключени пренапрежения върху ключовете S за сметка на непрекъснатото протичане на тока в намотката, а загубите на енергия в преобразувателя се формират само от загубите в ключовете в отпушено състояние и динамичните загуби в ключовете при комутациите.

В случая на широчинно-импулсна модулация на напрежението в спектъра се появяват хармонични съставящи с честоти $f(n) = (n-1)f \pm f_s$, $n \in Z$, (фиг. 4а) и амплитуди (фиг. 4б) $U_{1m(n)} = U_{sm}\gamma \dfrac{sin((n-1)\pi\gamma)}{(n-1)\pi\gamma}$, където U_{sm} – амплитуда на мрежовото напрежение; $f = T^{-1}$ – честота на комутатора, f_s – честота на захранващото напрежение. Амплитудата на първата хармонична на напрежението (n=1) $U_{1m(1)} = U_{sm}\gamma$ т.е. нейната зависимост от коефициента на запълване е линейна, което опростява реализацията на системата за управление.



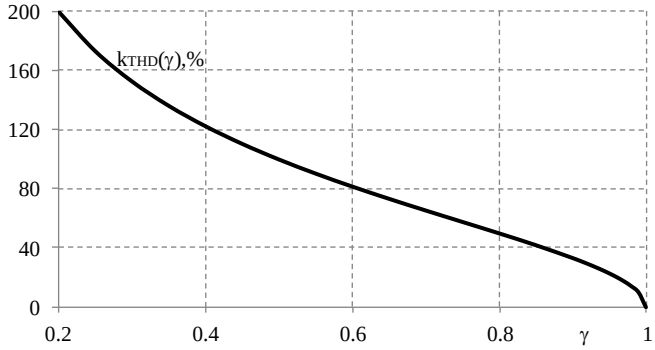
а *б*

Фиг.4. Относителни амплитуди за *n=5 при γ=0.707* (а) и стойности на първите 7 хармонични на напрежението (б) в зависимост от γ в ШИМ РН.

Коефициентът на нелинейните изкривявания на изходното напрежение зависи от коефициента на запълване

$$k_{THD}(\gamma)=\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(U_{(n)}\right)^2}}{U_{(1)}}100=\sqrt{\left(\frac{1-\gamma}{\gamma}\right)}.100,\%\,.$$

Очевидно, че при такава форма на напрежението с увеличаване на коефициента на запълване k_{THD} намалява (фиг.5).

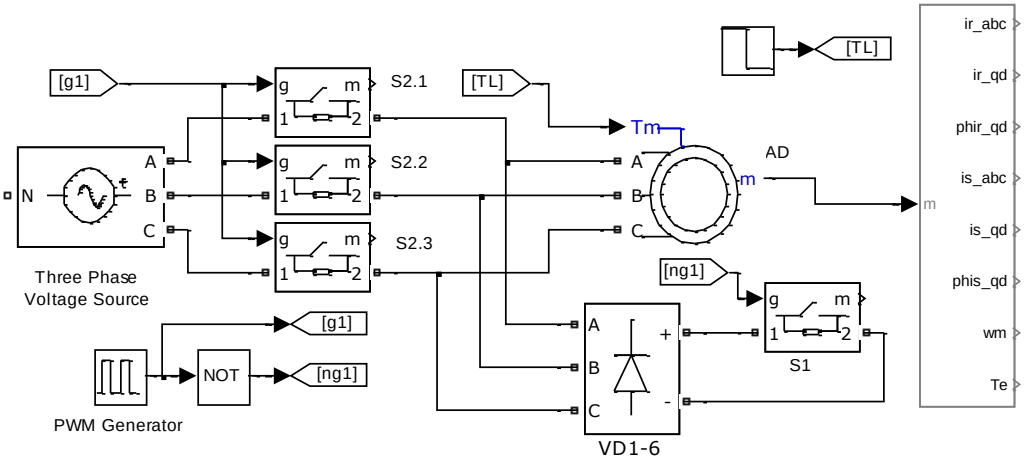


Фиг.5. Коефициент на нелинейни изкривявания в зависимост от γ.

Тъй като АД е относително инерционен обект за управление, то при честоти на комутацията единици и десетки килохерци (което е типично за разглежданите устройства) ШИМ РН може да се разглежда като безинерционно звено в системата за управление на електрозадвижването с коефициент на предаване (по първа хармонична) $K_U=U_{1m(1)}/U_{sm}=\gamma$, т.е. като регулируем в диапазона 0-100 %. В сравнение с другите известни устройства предложените преобразуватели (фиг. 1) притежават редица предимства: 1) при регулиране във веригата на изправения ток на статора (комутатор S2) може да се реализира импулсен способ на регулиране на напрежението в статорната верига на двигателя с минимално количество управляеми прибори в силовата схема [7, 12]; 2) използването на диодни мостови ключове за променлив ток за включване на статорната намотка на двигателя позволява да се намали броят на управляемите вентили в схемата и изключва необходимостта от контрол на полярността на напрежението и посоката на токовете. Освен това, изборът на диодни мостови ключове за променлив ток се обуславя още от няколко причини. една от които е отпадане на необходимостта от синхронизация на превключването на транзисторите с мрежовото напрежение или токовете и напреженията на товара [10], което би усложнило системата за управление. Но по-съществената е, че грешката в определянето на полярността на тока/напрежението води до нарушение на работата на устройството или възникването на къси съединения в силовата схема. Този проблем е особено актуален за преобразувателите, използвани при високо ниво на външните загуби или с обекти в мрежа с малка мощност, където често възникват колебания и резки изменения на напрежението [4]. Използването на модифицирани алгоритми за превключване на транзисторите без токови паузи, които могат да бъдат реализирани без синхронизация, води до влияние на изменението на натоварването върху формата на изходното напрежение. Независимо от необходимостта за въвеждане на пауза между превключванията, характеристиките на съвременните транзистори позволяват тя да бъде намалена до незначителна стойност, благодарение на което използването в предлаганата схема на

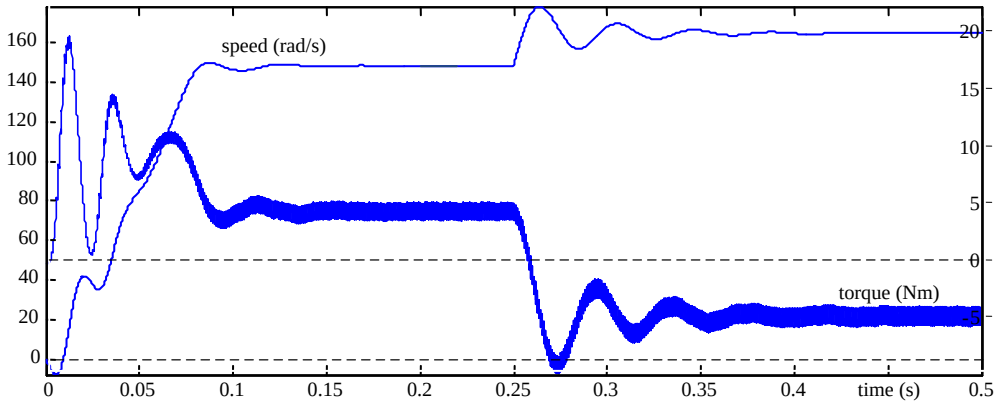
маломощна и малогабаритна демпфираща верига изключва пренапрежения върху ключовите елементи при комутациите, в същото време практически не се оказва влияние върху енергийните и масогабаритните показатели на устройството.

4. Модел на електрозадвижването



Фиг.6. Модел на асинхронно електрозадвижване по схемата от фиг.1г.

Симулирането на РН с ШИМ е изпълнено в SimPowerSystems toolbox на MATLAB Simulink. В съставения модел сигналите за управление на полупроводниковите ключове с двустранна проводимост под формата на правоъгълни импулси (g1) от генератор с постоянна честота влизат директно на входа за управление на ключовете S2. Инвертираният управляващ сигнал (ng1) се подава на входа на ключа S1 след диодния мост VD1-6 (схема Ларионов). Параметрите на блока на двигателя (AD) са установени в съответствие с каталожните данни на асинхронен двигател с накъсо съединен ротор - P_N = 750 W, ω_n = 1410 min^{-1}; U_N = 380 V; f_s = 50 Hz; z_p=2 с параметри на заместващата схема: R_s = 4.8 Ω; L_s = 0.023 H; R_r = 3.87 Ω; L_r = 0.011 H; L_m = 0.240 H; J=0.00284, kgm^2;



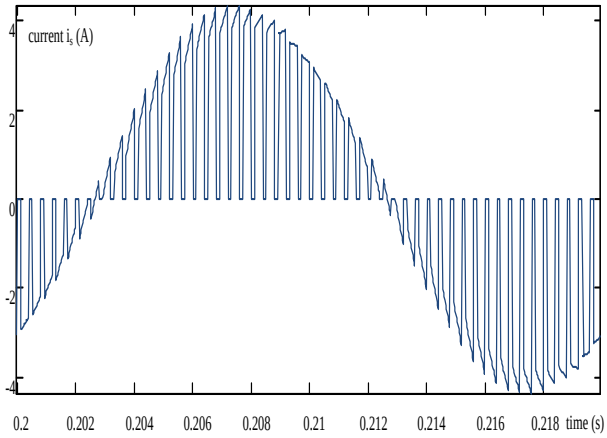
Фиг.7. Механични преходни процеси.

На фиг.7 са показани механични преходни процеси в предложеното електрозадвижване. Двигателят се включва с модулирано захранващо напрежение $U = \gamma U_N$ при натоварване M_C=0.5M_N в съответствие със закона на Костенко $u = m^{1/2}$ за случая f_s=const.=50Hz. В момента t_1=0.25s се преминава в генераторен режим с

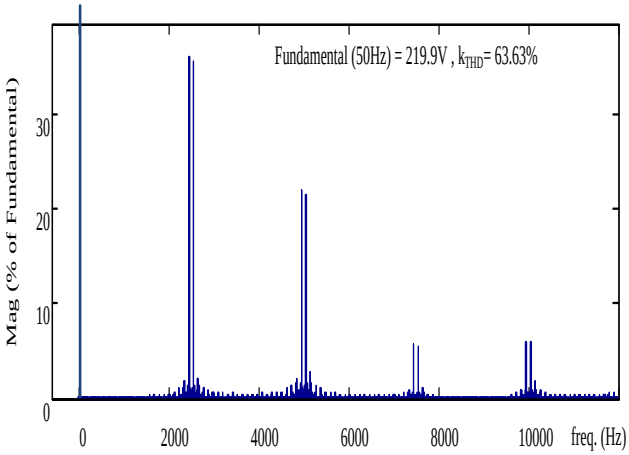
M_C=-0.5M_N. Получените преходни процеси са еквивалентни на процесите при синусоидално захранване с напрежение U = 0.707U_N.

5. Компютърно моделиране и изчислителни експерименти

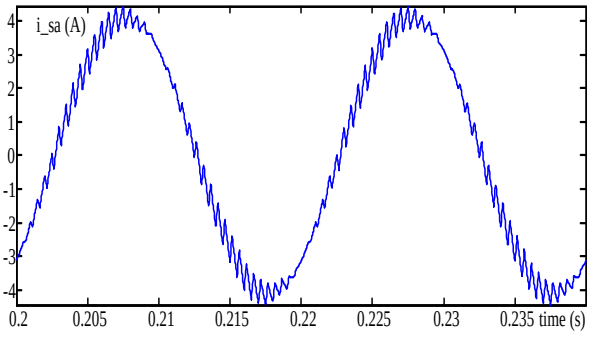
Зависимости на токовете и напреженията в преобразувателя, елементите на силовата схема и двигателя при честота на комутацията f = 2.5kHz и коефициент на запълване на импулсите γ=0.707 са показани на следващите фигури. На фиг.8 е показан установеният режим на тока на захранващата мрежа по условията на процесите от фиг.7. Аналогична е формата на захранващото напрежение непосредствено на клемите на двигателя. На фиг.9 е показан хармоничният състав на напрежението на клемите на двигателя. Определен е и коефициентът на нелинейните изкривявания k_{THD}=63.63%. Толкова е и стойността на k_{THD} на консумирания от мрежата ток. Съвсем по друг начин изглежда статорният ток на двигателя (фиг.10). В интервалите на паузата токът през фазите на намотката се поддържа от напрежението на самоиндукция при закъсени клеми на двигателя през диодния мост VD1-6. В резултат на това токът през двигателя има почти синусоидален характер с k_{THD}=5.05% (фиг.11) .



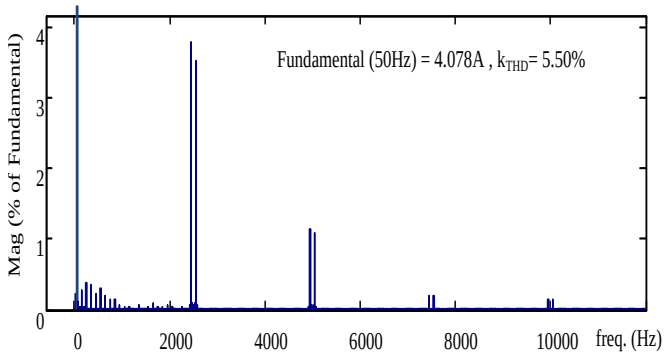
Фиг.8. Ток на захранващата мрежа.



Фиг.9. Хармоничен състав на напрежението на РН.

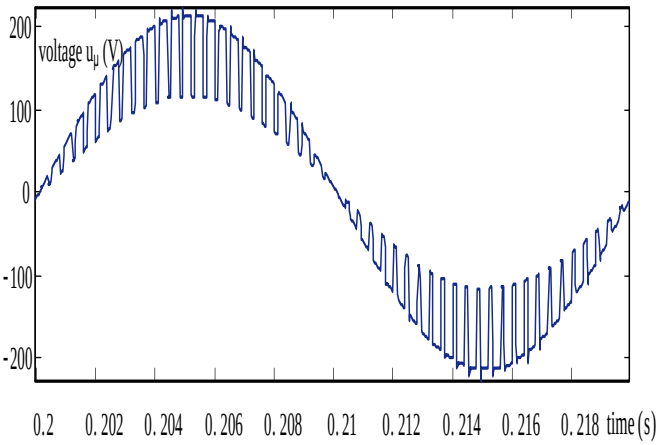


Фиг.10. Статорен ток на АД.

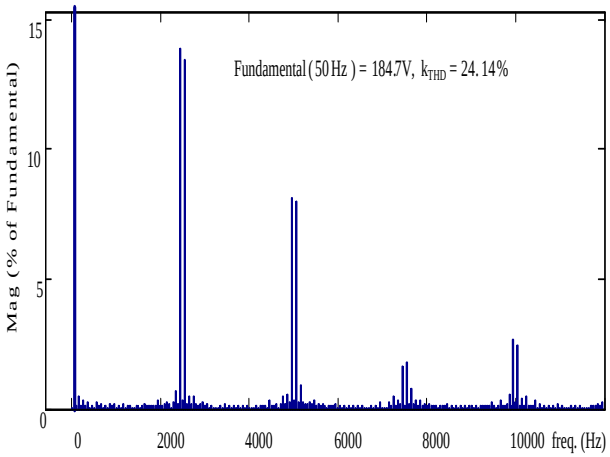


Фиг.11. Хармоничен състав на статорния ток на АД.

На фиг.12 е показано напрежението върху намагнитващия контур $U_μ$ на фаза от заместващата схема на двигателя, а на следващата фиг.13 - хармоничният състав на същото това напрежение.

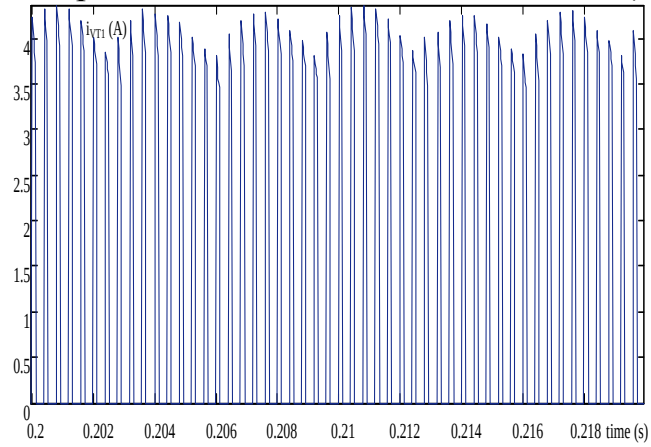


Фиг.12. Напрежение на намагнитващия контур на АД.

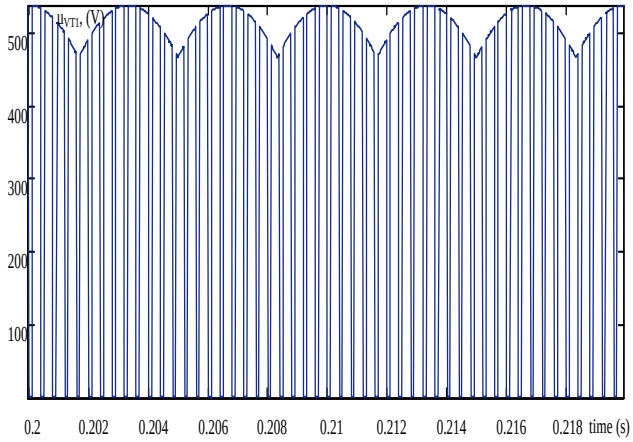


Фиг.13. Хармоничен състав на напрежението на намагнитващия контур.

На фиг.14 е показан вида на тока през закъсяващия ключ S1 по време на паузата 1-γ на ШИМ. На фиг.15 е показано напрежението върху закъсяващия ключ S1 в интервалите на включеното състояние γ на ШИМ.



Фиг.14. Ток през ключа S1.



Фиг.15. Напрежение върху ключа S1.

6. Заключение

Получените диаграми на токовете и напреженията съответстват на проведения анализ на работата на преобразувателя и при компютърното моделиране. Изчислителните експерименти показват, че преобразувателят изпълнява заложените функции със зададените показатели, а така също потвърждават правомерността на приетите при анализа допускания и правилността на създадения математически модел. Независимо че консумираният от мрежата ток не е синусоидален, високочестотните съставящи могат лесно да бъдат филтрирани с помощта на малогабаритни и относително прости мрежови филтри, което позволява да се увеличи коефициентът на мощността на устройствата и да се подобри електромагнитната съвместимост на системата „ШИМ РН – АД” със захранващата мрежа. По такъв начин, предложеният ШИМ РН може да се използва за регулирането на напрежението на асинхронния двигател, осигурявайки висока енергоефективност на двигателя и на електрозадвижването. Устройството притежава високи енергийни показатели, добра електромагнитна съвместимост с мрежата и двигателя, при това не изисква сложна и скъпа система за управление.

7. Литература

[1]. ***ABB Drives and Motors for Improving Energy Efficiency***. ABB brochure, 2012.

[2]. R. Krishnan. ***Electric Motor Drives. Modeling, Analysis, and Control***, Singapore, 2003, ISBN 81-297-0319-1, pp.650.

[3]. Ильинский Н.Ф., Рожанковский Ю.В., Горнов А.О. ***Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства.*** Кн. 2. Энергосбережение в электроприводе. – М.: Высш. шк., 1989. – 127 с.

[4]. Цитович Л.И., Шкаликов С.И., Дудкин М.М. ***Тиристорный преобразователь с интегрирующим фазосдвигающим устройством за мягкого пуска асинхронных электродвигателей***. Проблемы энергетики. – 2005. – № 7–8. – С. 57–65.

[5]. Bose B.K. ***Modern Power Electronics and AC Drives.*** – Prentice Hall, 2002.

[6]. Bose B. ***Power Electronics and Motor Drives - Advances and Trends***. Academic press, 2006, pp.915.

[7]. Браславский И.Я. ***Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением***. М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.

[8]. Зиновьев Г.С., Удовиченко А.В. ***Энергосберегающие устройства плавного пуска двигателей переменного напрежения.*** Электротехника. – 2009. – № 12.

[9]. Belyaev V.P. ***A.C. Electric Drive With Pulse-Width Modulation Control***. Энергетика. 2014. № 1. С. 11-20.

[10]. Vasilyev D., Firago B. ***Soft starter with pulse voltage regulation and quasi-frequency control of induction motor.*** Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements Wroclaw University of Technology: Scientific Papers № 63, Studies and Research № 29. Wroclaw, 2009. pp. 294–302.

[11]. Rahmani L., Krim F., Khanniche M., Bouafia A. ***Control for PWM AC Chopper Feeding Nonlinear Loads***. IJE, 2004, vol. 91, Iss. 3, pp. 149–163.

[12]. El-Saady G., Sharaf A.M., Makky A., El_Sherbiny M.K., Mohamed G. ***A Novel Technique for AC Supply Voltage and Frequency Modulation of Induction Motor Drives***. Industry Applications Conference. Orlando, FL, 1995. Vol. 1, pp. 530–537.

[13]. Бернштейн А.Я., Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов. ***Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе.*** М.: Э., 1980.

[14]. Sadr S.M., Mashhadi H.R. ***Application of PSO for Selective Harmonic Elimination in a PWM AC/AC Voltage Regulator***. 2nd ICCKE. Mashhad, 2012.

[15]. Kostov I.J., Spirov D.S. ***Power Quality Analysis In Frequency Induction Motor Drives***. Journal of the Technical University Sofia, branch Plovdiv, "Fundamental Sciences and Applications", vol. 16, Bulgaria, Plovdiv, ISSN 1310-8271, 2011, pp. 191-195.

Автор: Иван Костов, доц. д-р, катедра „Системи за управление", ТУ - София, Филиал Пловдив, E-mail adress: *ijk@tu-plovdiv.bg*.

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** проф. д-р Михо Михов

СЕЛЕКТОРНО БАЗИРАНО УПРАВЛЕНИЕ С ПОДОБРЯВАНЕ НА ЛОКАЛНИЯ ВЕНТИЛАЦИОНЕН ИНДЕКС НА ЗАМЪРСЯВАНЕ

Дочо Цанков

Резюме: *Работата е посветена на управлението на многозонови системи за вентилация като акцентът е върху системите със селектор в обратната връзка. В среда на Matlab/Simulink е извършено моделиране на основни компоненти на изследваната система. На базата на цикличен сравняващ алгоритъм е създаден селектор на максимум. Представено е сравнение между класическото решение с реализация на управление по замърсяване в предварително избрана зона и вариант със селектор на максимум в обратната връзка.*

Ключови думи: *селектор на максимум, многозонови вентилационни системи, Matlab/Simulink*

SELECTOR BASED CONTROL SYSTEM WITH IMPROVING LOCAL VENTILATION INDEX OF POLLUTION

Docho Tsankov

Abstract*: The work is dedicated to the management of multi-zone ventilation systems with a focus on systems with selector in feedback. In an environment of Matlab / Simulink are modeled basic components of the test-system. On the basis of comparing the cyclic algorithm is created maximum signal selector. It is presented a comparison between the traditional design with implementation of pollution control in the preselected area and variant selector in maximum feedback.*

Keywords: *maximum signal selector, multi-zone ventilation systems, Matlab / Simulink.*

1. Въведение

Микроклиматът в работните и жилищните помещения е жизнено важен за здравето на хората. Един от основните фактори, които го характеризират като здравословен, е чистотата на въздуха, както и скоростта му на движение в помещението. За да се осигури високо качество на въздуха в помещенията, той трябва да е в постоянно движение. Вентилационната система има точно тази цел: да вкара свеж въздух и да изведе от помещението застоялия (замърсен). Известни са предимствата и недостатъците на различните видове вентилационни системи и като приложение в средни по големина сгради са се наложили системите с принудителна вентилация с постоянен въздушен обем. Основен проблем при тези системи е невъзможността да се задоволят едновременно потребностите на

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

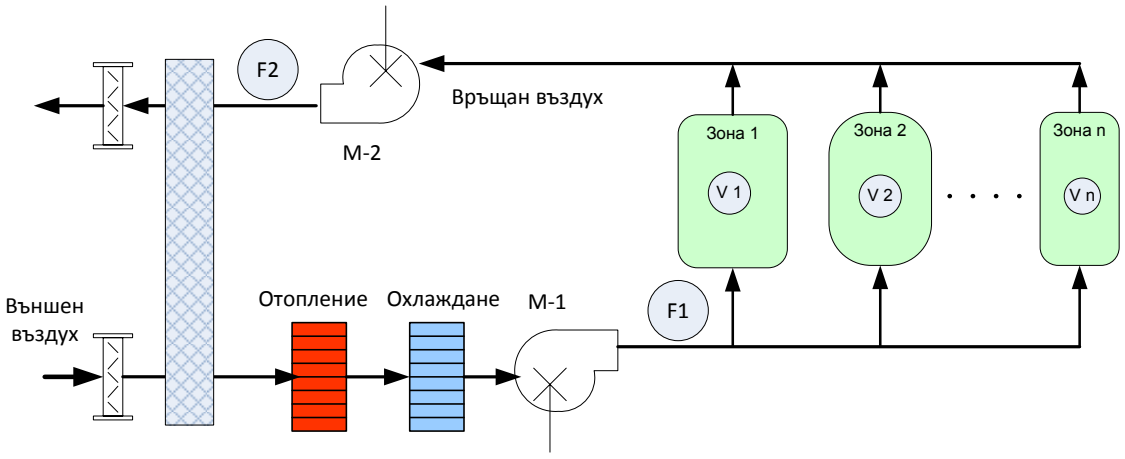
ISSN 1311-0829

всички локални зони. Поддържането на комфортни параметри на микроклимата в отделните зони, разбира се, може да се осъществи чрез въвеждане на: отоплители, охладители, влагорегулатори и съответните локални управляващи контури. Нито едно от предложените средства обаче не може да покрие фактора замърсеност на въздуха в зоната. Създаването на алгоритъм за управление, отчитащ спецификата на вентилационната система, който минимизира неудовлетвореността на обитателите към този фактор, е основна задача на настоящата работа.

Понятието качество на вътрешния въздух не може да бъде точно определено и то винаги ще си остане субективно понятие, защото всеки човек има индивидуални усещания, а също и защото този фактор се влияе от множество газове във въздуха. През годините са правени множество изследвания в тази област, като най-голямо приложение са намерили разработките на проф. Р. О. Фангер, който определя количествено субективното възприятие за качеството на въздух. От казаното до тук може да се обобщи, че целите, които се поставят, са да се постигне приемливо качество като определени съставки във въздуха бъдат ограничени до безопасни нива.

2. Описание на системата за вентилация

В общия случай вентилационната система съдържа: вентилатори за входящия и изходящия въздух, въздуховоди, дифузори и жалузийни решетки в локалните зони. Функционалната схема на такава система е показана на фиг.1. На база на това може да се създаде схема на каузалните връзки въз основа на която да бъдат определени регулиращите контури. Необозначените от фиг.1 компоненти са: отсекателните жалузийни решетки, топлообменниците и ротационният рекуператор. Те участват в контура, регулиращ замърсяването в зоните чрез своето хидравлично съпротивление.



F1,F2 – Сензори за дебит
M1,M2 - Вентилатори за входящ и изходящ въздух
V1,V2,V3 -Сензори за CO_2 в съответните зони

Фиг.1.

Посочената система се явява обект на управление с два входа и пет изхода. Въз основа на принципите на балансираната вентилация може да се направи реду-

циране на броя входове, тъй като дебитите на входящия и изходящия въздух трябва да се подържат еднакви. Математическият модел на системата може да се раздели функционално на две части: моделиране на компонентите, осигуряващи транспорта на въздушните потоци, и моделиране на зоните с локалните замърсители.

3. Моделиране компонентите, осигуряващи транспорта на въздушните потоци

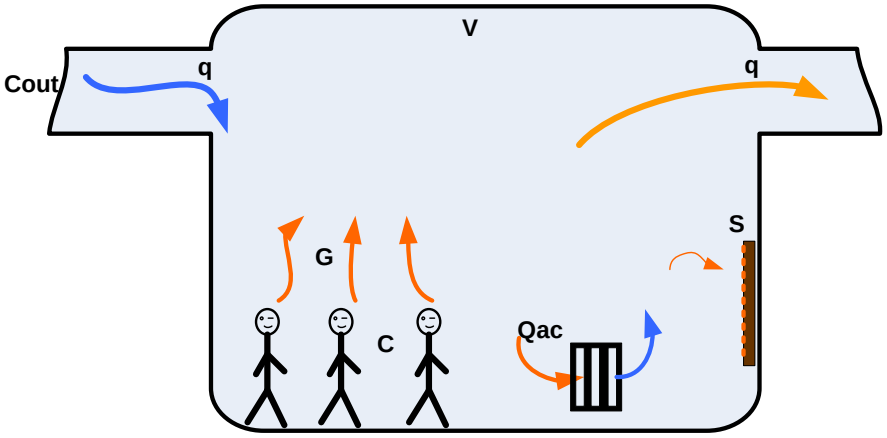
Компонентите, който участват в тази част от модела, са: вентилаторите и въздуховодите, а като допълнителни се явяват топлообменниците и рекуператорът. Получаването на математичния модел на вентилаторите може да бъде направено чрез тяхната базова вентилаторна крива [1], като динамиката се отчете чрез времето за ускоряване на турбината (едномасова механична система). Подходът при получаване на математически зависимости за въздуховодите се базира на връзката между загубите на налягане и скоростта на флуида [2]. Този подход може да бъде приложен и за допълнителните компоненти. С цел опростяване въз основа на експериментални данни е изведен модел на въздуховодещата част с вход - относителна скорост на вентилатора и изход - дебит на преминаващия през системата въздух. Този модел включва: двигателя, честотопреобразувателя, въздуховодите, филтрите и пневматичното съпротивление на топлообменниците. Получените зависимости са обобщени в табл.1.

Таблица 1. Апроксимация на филтрираните стойности на дебитите входящия (q_s) и изходящия (q_r) въздух като функция на ъгловата скорост с оценка за съответствие.

$q_r(w) = p_1 w^3 + p_2 w^2 + p_3 w + p_4$ (1)	$q_s(w) = p_1 w^4 + p_2 w^3 + p_3 w^2 + p_4 w + p_5$ (2)
p1 = -2.524 (-3.186, -1.863) p2 = 4.983 (3.784, 6.182) p3 = -1.865 (-2.525, -1.206) p4 = 0.256 (0.1491, 0.3628)	p1 = 2.356 (-0.4047, 5.117) p2 = -8.684 (-15.33, -2.034) p3 = 10.35 (4.749, 15.95) p4 = -3.606 (-5.531, -1.682) p5 = 0.4402 (0.2179, 0.6626)

4. Моделиране ефекта от замърсяване в локална зона

Замърсяването в дадена климатична зона може да се обобщи в две категории: преобладаващо CO_2 замърсяване и замърсяване с преобладаващи газове характерни за дейността в зоната. Обектът на комфортната климатизация обикновено е от първия тип. Моделът, който е необходим (фиг.2), трябва да отчита следните параметри и връзките между тях: дебит на свежия въздух, брой обитатели в зоната, концентрацията на замърсители генерирана от тях, обема на зоната и наличието на локални очистителни.



Фиг.2.

Равновесната концентрация на замърсители може да се изрази [3] чрез уравнението на масовия баланс:

$$\frac{dC}{dt} = \frac{G}{V} + \lambda_v C_{out} - \lambda_v C - v_d \frac{S}{V} C_{ac} - \frac{Q_{ac}}{V} C\varepsilon_{ac} \qquad (3)$$

Където: C_{out} и C – концентрациите на замърсители в околната среда и в локалната зона;

V – обем на зоната;

G – емитирана концентрация на замърсяване за час;

$\lambda_v = \frac{q}{V}$, q – дебит на входящия въздух;

v_d – скорост на отлагане върху повърхността;

S – повърхност;

Q_{ac} – дебит на въздуха през локалния очистител;

ε_{ac} – ефективност на локалния очистител.

След редуциране на (3) получаваме:

$$\frac{dC}{dt} = \frac{G}{V} + \lambda_v C_{out} - \lambda_v C \qquad (4)$$

5. Селекторно управление

Този метод се използва, когато е необходимо от набор от показатели за управление да се избере най-достоверния. Това се използва обикновено, когато възникват опасения за безопасността, проблеми с ефективността и икономиката на процеса. Селекторното управление не замества другите видове динамични регулатори (например PID), а само повишава надеждността на системата. Основен компонент от този метод е така наречения селектор. Съществуват два базови типа селектори [4], които могат да бъдат наречени: селектор на максимума и селектор на минимума. Ако селекторът бъде представен с функцията $f(x)$, където стойностите на x са съответните входове на селектора, то за двата типа селектори се използват следните математически изрази.

$$f_{\min}(x) = x_{\min} \qquad (5)$$

$$f_{\max}(x) = x_{\max} \qquad (6)$$

Съществуват множество селектори, които се получават като комбинация от основните видове. Най-популярният от тях е селекторът на медианна стойност.

Реализацията на управление на вентилационната система, който минимизира неудовлетвореността на обитателите към фактора замърсеност на въздуха на базата на селектори, е подходящ след предвиждане на допълнителни регулиращи контури.

6. Симулационна реализация на вентилационна система със селекторно управление

Средата, в която е проведено това изследване, е ***MatLab***.

На базата на по-горе указаните уравнения са създадени симулационни модели.

Параметрите, който са използвани при това, са показани в табл.2.

Таблица 2

Обем на зоните	$V_1=34[m^3]$, $V_2=50[m^3]$, $V_3=68[m^3]$
Брой обитатели в зоната	$N1=12, N2=23, N3=25$
Смущение от типа вариране на броя на обитателите	$\sigma_1=20\%$, $\sigma_2=10\%$, $\sigma_2=30\%$
Концентрация на CO_2 в околната атмосфера	250 [ppm]
Максимален дебит доставян и изнасян от вентилационната с-ма	3900 [m_3/h]

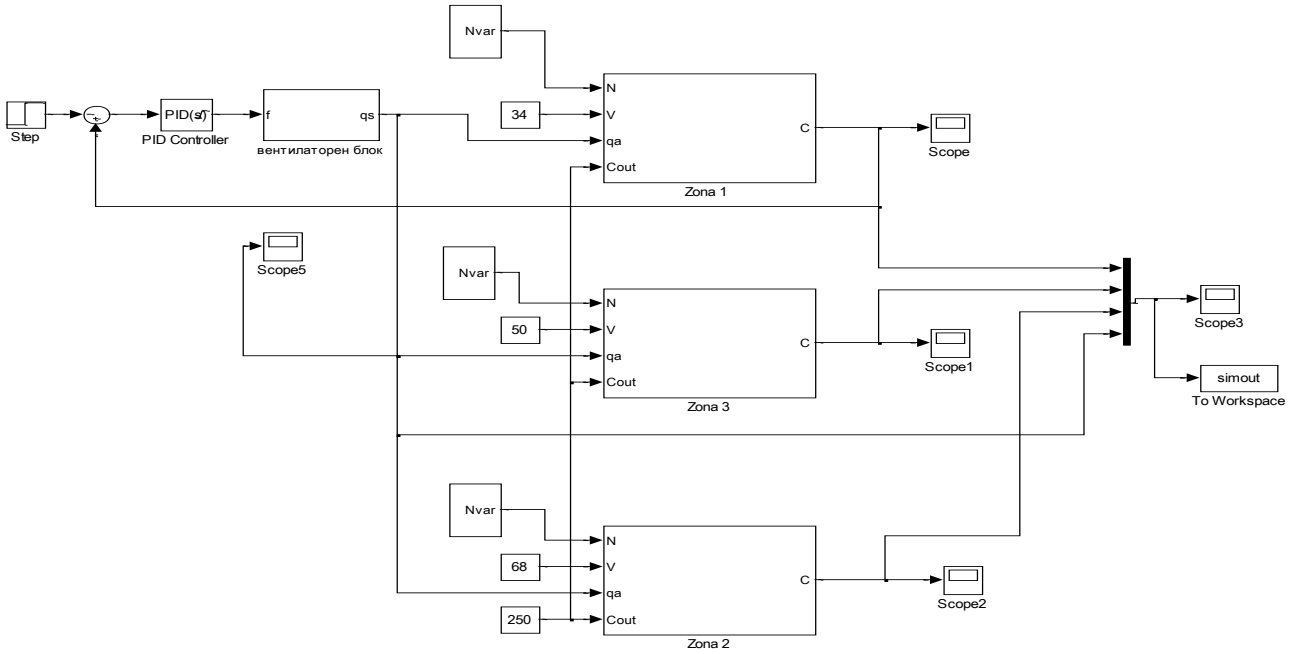
Въз основа на създадените модели и посочените параметри е синтезирано управление, гарантиращо следните условия: грешката в установено състояние да е по-малка от 5%, а максималното пререгулиране да е в границите от 10 до 20%.

Структурната схема на цялата система е показана на фиг.3.

Изследвана е системата при затваряне на обратна връзка във всяка една от зоните по отделно и са наблюдавани концентрациите и в другите зони.

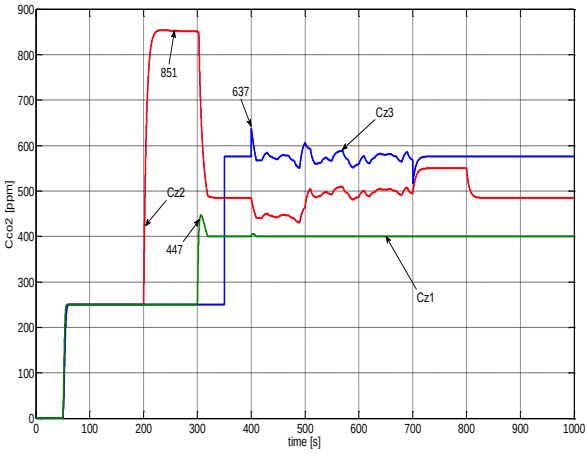
Резултатите са дадени в фиг.4, фиг.5, фиг.6 и фиг.7.

На фиг.7 е показано изменението на дебита, подаван към зоните в хода на експеримента.

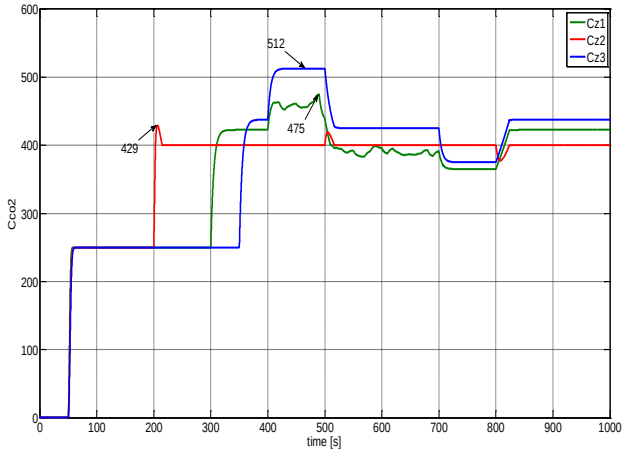


Фиг.3.

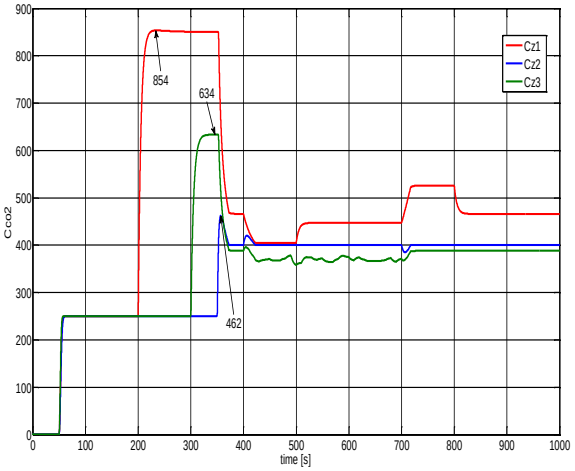
От получените резултати (фиг.4, фиг.5, фиг.6 и фиг.7) се вижда ясно необходимостта или от индивидуално регулиране за всяка една от зоните или от оценка



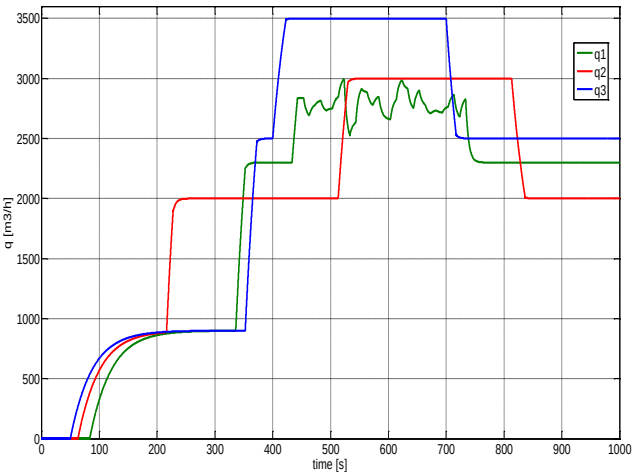
Фиг.4.



Фиг.5.

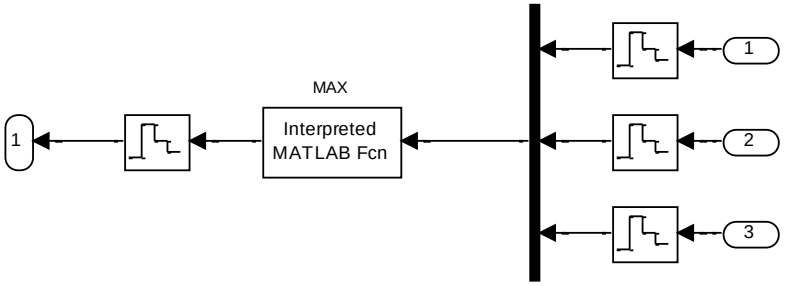


Фиг.6.



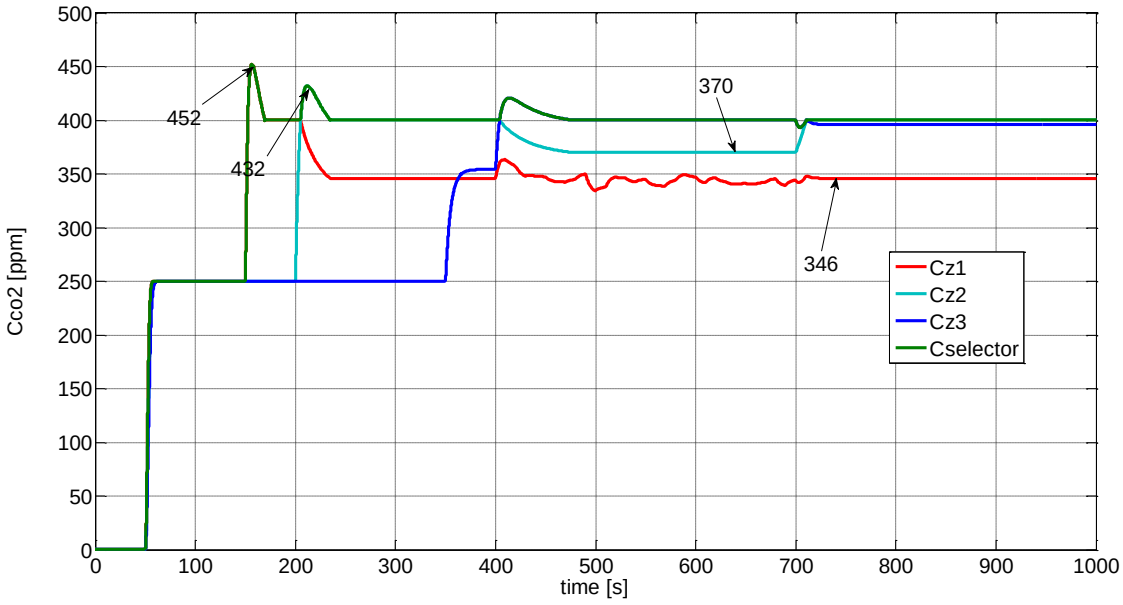
Фиг.7.

на най-замърсената от тях, както и затваряне на контур по замърсяването в нея. Съществуват решения на този проблем, в които на базата на предварително известно натоварване в зоните се определя най-натоварената и се изгражда системата, така че цялостната ѝ работа да осигурява необходимите параметри в тази зона. Това решение е много статично. Предложението тук е въвеждане на селектор на максимум във веригата на обратната връзка, чрез което се постига винаги управление по концентрацията на CO_2 на най-натоварената зона. Задачата за създаване на селектор е всъщност задача за сортиране от гледна точка на програмирането. Селекторът на максимум е реализиран на базата на цикличен сравняващ алгоритъм. Модифицираната част (частта в обратната връзка) на структурната схема е показана на фиг.8.



Фиг.8.

Получените резултати са визуализирани на Фиг.9.



Фиг.9.

Максималното пререгулиране е 13%. Концентрацията на замърсяване в зоните не превишава зададената. В случаите на отчитане на сигнала от най-замърсената зона в другите зони концентрацията намалява. Този факт не е обезпокоителен, защото това означава, че всъщност нивото на комфорт по показателя замърсяване в тези зони се повишава. В предишния случай на управление максималните отклонения са с: 461 [ppm] за първия сценарий, 112 [ppm] за втория сценарий и 454 [ppm] за последния.

7. Заключение

След проведените изследвания бе получено подобряване на фактора на локален комфорт от гледна точка на замърсяването в зоните. Съгласно получените резултати от работата на системата със селектор на максимум в обратната връзка пререгулирането е в рамките на 13%, независимо от промяната на натовареността в зоните. Създаденият селектор, използващ алгоритъм на базата на циклично сравняване, позволява винаги получаване на сигнал от най-замърсената зона. Работата на вентилационната система с поддържане на ниво на замърсяване може да доведе до икономия на енергия в сравнение със случая на подаване на постоянно количество „свеж“ въздух в зоните.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Wu Z, Melnik R. V.N, Borup F. (2007), Model-based analysis and simulation of airflow control systems of ventilation units in building environments, Building and Environment 2007; 42: 203–217

[2] Goodfellow H, Tahti A. (2000), Industrial ventilation design guidebook. New York: Academic Press; 2000

[3] Fisk WJ, De Almeida AT. (1998), Sensor-based demand-controlled ventilation:

a review. Energy and Buildings; vol. 29 (No.1):35–45

[4] Astrom K, Hdgglun T, (2006), Advanced PID Control. ISA, ISBN:1-55617-942-1

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

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р Евтим Йончев

ПОЗИЦИОННО ПОСТОЯННОТОКОВО СЕРВОЗАДВИЖВАНЕ С ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧЕН РЕГУЛАТОР

Владимир Христов

Резюме: *В настоящата статия е направен сравнителен анализ и оценка на използването на два типа регулатори при управление на позицията на постояннотоково електрозадвижване. За целта са синтезирани линейно квадратичен (LQ) регулатор и ПИД регулатор настроен по метода на Циглер-Николс. Изследванията са проведени в реално време на сервозадвижване на фирмата Inteco, като управленията са реализирани в Simulink средата на MATLAB.*

Ключови думи: *ПИД регулатор, линейно квадратичен (LQ) регулатор, постояннотоков двигател, позиция.*

POSITION DIRECT CURRENT SERVO ELECTRIC MOTOR WITH LINEAR QUADRATIC CONTROL

Vladimir Hristov

Abstract: *In this paper report is made comparative analysis and evaluation of around-the use of two types of regulators control the position of the DC electric. For this purpose they are synthesized linear quadratic (LQ) regulator PID regulator and set the method of Ziegler-Nichols. Research have been conducted in real time of the servomotor drive of the company Inteco, such controls are implemented in Simulink environment of MATLAB.*

Keywords: *PID controller, linear quadratic (LQ) control, DC motor, position,*

1. Въведение

Постояннотоков четков двигател (DC Brush Motor –DC BM) е електромеханична система съставена от постоянни магнити и намотки. Постояннотоковите електродвигатели с постоянни магнити продължават да заемат водеща роля при внедряването в роботи, манипулатори, ксерокс машини и други устройства, където се изисква голям въртящ момент и малък размер на двигателя. Независимо, че голяма част от постояннотоковите двигатели загубиха популярност с развитието на технологиите и производството на честотопреобразуватели за променливотокови двигатели, този клас продължава да бъде предпочитан поради предимствата си: лесно управление, добри динамични показатели, линейни характеристики, голям въртящ момент спрямо габаритите, компактност и редица други. Съществените им недостатъци са свързани с износването на колекторно

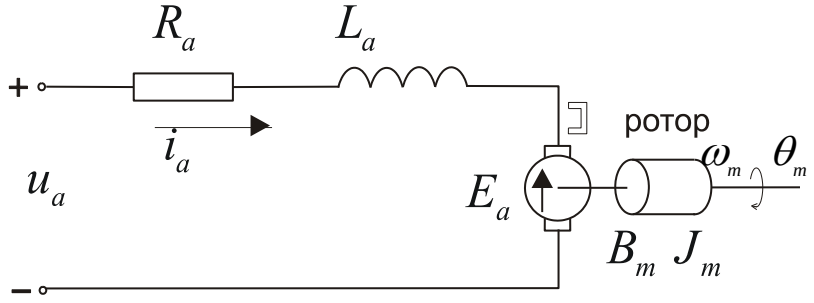
© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

четковия апарат и промяната във времето на характеристиките на използваните магнити. Развитието на технологиите доведе до: създаването на постоянни магнити от редкоземни материали, които запазват дълго във времето своите характеристики; разработване на карбонови четки с висока износоустойчивост, с което се позволи да се запазят тенденциите за приложение на постояннотоковите двигатели с постоянни магнити в редица електрозадвижвания. В повечето случаи от системата за електрозадвижване се изисква да дава възможност за управление по скорост или позиция, като основно се използват ПИД регулатори за управление и регулиране на напрежението с ШИМ.

2. Математическо описание на ДПТ

На фиг.1 е представен модел на двигател за постоянен ток (ДПТ) с възбуждане от постоянни магнити



Фиг.1. ДПТ с постоянни магнити

Възприети са следните означения: R_a - котвено съпротивление; L_a - индуктивност на разсейване; u_a - захранващо напрежение; i_a - котвен ток; T_l - товарен момент на вала на двигателя; T_m - електромагнитен момент на вала на двигател; J_m - инерционен момент на двигателя; K - коефициент за връзка между тока и момента; B_m - коефициент на вискозно триене; ω_m - скорост на вала; θ_m - позиция на вала.

Постояннотоков двигател се описва с две класически уравнения:

$u_a(t) = R_a.i_a(t) + K.\omega_m(t)$ - уравнение за електрическата част.

$J.\dot{\omega}_m(t) = K.i_a(t) - B_m.\omega_m(t)$ - уравнение за механичната част.

В първото уравнение е направено допускане, че индуктивността е много малка за това този член е приблизително равен на 0. Понеже от теорията на задвижванията се знае, че за електрозадвижвания с малка мощност където $m > 4$ ($m = \frac{T_m}{T_a}$), то електромеханичната времеконстанта е много по-голяма от електромагнитната времеконстанта ($T_m >> T_a$). В тези случай, без да се допуска съществена грешка, може да се пренебрегне електромагнитната инерция, т.е. $T_a \approx 0$, от където следва, че при такива параметри двигателят, респективно електрозадвижването, в динамично отношение се представя като апериодично звено.

Моделът е представен като линеен, тъй като е пренебрегнато и насищането в математическото описание.
След преобразуване на двете уравнения и чрез изразяване на тока от уравнението за електрическата част и заместването му в уравнението на механичната част се получава уравнение от първи ред:

$$T_s.\dot{\omega}_m(t) = -\omega_m(t) + K_s.u_a(t)\ , \qquad (1)$$

където: времеконстантата на мотора (T_s) и коефициента му на усилване (K_{sm}) се изчисляват с помощта на уравненията:

$$T_s = \frac{R_a.J}{B.R_a + K^2}; \qquad K_{sm} = \frac{K}{B.R_a + K^2}. \qquad (2)$$

Предавателната функция за скоростта има следния вид:

$$W(p) = \frac{\omega_m(p)}{u_a(p)} = \frac{K_{sm}}{T_s.p+1}. \qquad (3)$$

Предавателната функция за позицията на двигателя е:

$$W(p) = \frac{\theta_m(p)}{u_a(p)} = \frac{K_{sm}}{p.(T_s.p+1)}. \qquad (4)$$

Напрежението на двигателя се управлява чрез ШИМ. По тази причина безразмерната величина на управляващия сигнал е $u(t) = \frac{u_a(t)}{u_{\max}}$, като ограничението е: $u(t) \le 1$ и $u_{\max} = 12[V]$. Дефинирайки $K_s = K_{sm}.u_{\max}$, се получават предавателни функции в следните форми:

$$W(p) = \frac{\omega_m(p)}{u(p)} = \frac{K_s}{T_s.p+1}; \qquad W(p) = \frac{\theta_m(p)}{u(p)} = \frac{K_s}{p.(T_s.p+1)} \qquad (5)$$

Тъй като:

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \omega_m$$

$$\frac{d}{dt}\omega_m(t) = -\frac{1}{T_s}\omega_m(t) + \frac{K_s}{T_s}.u_a(t),$$

то уравненията могат да се представят във векторно матричен вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}\theta_m \\ \frac{d}{dt}\omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_s}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \end{bmatrix} \qquad (6)$$

От където следва, че (6) може да бъде представено във вида:

$$\dot{x} = Ax + Bu,$$

където:

$x = \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \end{bmatrix}$ - вектор на състоянието; $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$ - матрица на състоянието;

$B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_s}{T_s} \end{bmatrix}$ - матрица на входа на системата.

За уравнението на изхода може да бъде записано:

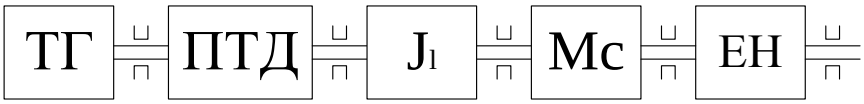
$$\theta = [1 \;\; 0] \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \end{bmatrix} \text{ или } \; y = Cx .$$

Моделът може да бъде описан в пространството на състоянията чрез системата уравнения.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

Стойности на параметрите T_s и K_s, са заложени от идентификационни експерименти реализирани в Matlab: $v_{\max} = 12[V]$, $T_s = 1.04[s]$ и $K_s = 186[rad/s]$.

Блоковият вид на стенда е показан на фиг. 2.



Фиг. 2. Блоков вид на постояннотоковото електрозадвижване

Използваните означенията са: *ТГ* - тахогенератор; *ПТД* – постояннотоков двигател; J1 – инерционна маса; *Мс* – статичен момент; ЕН - енкодер.

Управлението на стенда е реализирано в Simulink на Matlab. Чрез toolbox „Real time“ и монтираната входно изходна платка на дъното на компютъра се предават входно-изходните данни необходими за реализиране на управлението. В Simulink-файла се формират управляващите параметри за ШИМ- сигнали, които се изпращат към преобразувателя.

3. Линейно- квадратичен/LQ/ метод за управление.

- *Въведение*

Ако моделът на двигателя е описан чрез система линейни диференциални уравнения от вида:

$$\begin{aligned} &\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \\ &y(t) = Cx(t), \\ &t \geq 0. \end{aligned} \qquad (7)$$

за всяко $t \geq 0$, състоянието $x(t)$ е вектор с размерност *n*, входът $u(t)$ е вектор с размерност *к* и изходът $y(t)$ е вектор с размерност *m*.

Необходимо е да се контролира системата при всяко начално състояние *x(0)*, така че грешката на изходният сигнал *y* да се намали до много малка стойност възможно най- бързо, без да се генерира невъзможна за изпълнение стойност на входа на системата. За целта може да се използва квадратичният критерий за качество:

$$J = \int_0^{\infty} [y^T(t)Qy(t) + u^T(t)Ru(t)]dt\,, \tag{8}$$

където: Q и R са симетрични тегловни матрици, като $Q = Q^T$ и $R = R^T$. Често е достатъчно матриците да бъдат диагонални. Двата члена $y^T(t)Qy(t)$ и $u^T(t)Ru(t)$ са квадратични форми съответно на изходния сигнал *z* и входния сигнал *u*. Първият подинтегрален член служи за измерване на отклонението на изходния сигнал от нула, докато вторият служи за измерване на генерираната амплитудата на контролния входен сигнал. Най-разумно е изборът на тегловните матрици да е такъв, че двата члена да са неотрицателни. Ако матриците са диагонални, тогава техните диагонални членове трябва да са неотрицателни. Основен проблем на този метод е изборът на един вариант, сред множеството от варианти, в който критерият за качество е най- малък.

- *Решение на проблема на линейно- квадратичния метод.*

Съществуват множество литературни източници, засягащи линейно- квадратичния проблем, тъй като решението му може да се изобрази чрез обратната връзка. Най-малък критерий може да се постигне чрез избор на входния сигнал за време $t \geq 0$, чрез

$$u(t) = -Fx(t)\,. \tag{9}$$

Това решение изисква *x(t)* да бъде измеримо във всеки момент.

F е матрица с размерност *k*x*n* и се описва с уравнението: $F = R^{-1}B^T X$.

X е неотрицателна симетрична матрица с размерност *n*x*n* и представлява решение на Алгебричното, матрично уравнение на Рикати:

$$A^T X + XA + C^T QC - XBR^{-1}B^T X = 0$$

За да е приложимо решението на разгледания проблем, трябва да направим предположението, че системата подлежи на управление и всичките и входни и изходни величини са измерими.

- *Избор на тегловните матрици.*

Изборът на тегловните матрици е компромис между качество на контрола (Голяма *Q*) и големина на входния сигнал (Голяма *R*). Матриците трябва да се пренастройват, докато не бъде постигнати задоволителни резултати.

Първоначално се избират диагонални матрици:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q_2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & Q_m \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & R_k \end{bmatrix}, \tag{10}$$

където *Q* и *R* имат позитивни диагонални членове, като:

$$\sqrt{Q_i} = \frac{1}{y_i^{\max}}, i = 1,2,\dots,m; \sqrt{R_i} = \frac{1}{u_i^{\max}}, i = 1,2,\dots,k; \tag{11}$$

Номерът на $y_i^{\max}$ означава максималното допустимо отклонение за *i*-тата съставка на изходния сигнал *y*. Другата величина $u_i^{\max}$ има подобен смисъл за *i*-тата съставка на входния сигнал *u*.

Стойностите на матриците могат да бъдат настройвани по метода на пробата и грешката или чрез различни алгоритми.

- *Предопределена степен на устойчивост.*

Включвайки в показателя за качество експоненциално нарастваща претегляща функция, зависима от времето, може да осигурим по- бързо достигане до оптимално решение. Модифицираният показател за качество изглежда по следния начин:

$$J = \int_0^\infty e^{2at}[y^T(t)Qy(t) + u^T(t)Ru(t)]dt\,, \tag{12}$$

Където: a е реално число. $x_a(t) = x(t)e^{at}$, $u_a(t) = u(t)e^{at}$, $t \geq 0$.

Тези сигнали удовлетворяват:

$$\dot{x}_a(t) = (A + aI)x_a(t) + Bu_a(t) \tag{13}$$

$$J_a = \int_0^\infty [y_a{}^T(t)Qy_a(t) + u_a{}^T(t)Ru_a(t)]dt. \tag{14}$$

Следователно минимизиращият входен сигнал u_a е:

$u_a(t) = -R^{-1}B^T X_a x_a(t)$, или $u(t) = -F_a x(t)$.

X_a е положителна матрица и е решение на модифицираното алгебрично уравнение на Рикати.

$$(A^T + aI)X_a + X_a(A + aI) + C^T QC - X_a BR^{-1}B^T X_a = 0 \tag{15}$$

Стабилизиращото свойство на модифицираното решение включва

$$\text{Re}\ \ \lambda_i(A^T + aI - BF_a) < 0, i = 1,2,...,n;$$

с Re $\lambda_i(A^T + aI - BF_a)$ означаваща i-тата собствена стойност.

Приложението на закона за управление $u(t) = -F_a x(t)$ върху системата изгражда затворена система $\bar{A}_a = A - BF_a$.

От Re $\lambda_i(A^T + aI - BF_a) < 0, i = 1,2,...,n;$ следва, че собствените стойности удовлетворяват изискването Re $\lambda_i(\bar{A}_a) < -a$

Избирайки a положително, резултатът е оптимална затворена система с предопределена степен на устойчивост.

- *Кръстосано изразяване на показателя на качество*

В задачата за настройка на оптимален регулатор за разглежданата система,

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

може да се разгледа обобщен показател за качество:

$$J = \int_0^\infty [y^T(t) \quad u^T(t)] \begin{bmatrix} Q & S \\ S^T & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} dt. \tag{16}$$

Предполага се, че $\begin{vmatrix} Q & S \\ S^T & R \end{vmatrix}$ е винаги положителна матрица.

Дефинира се $v(t) = u(t) + R^{-1}S^T y(t)$.

Тогава минимизирането на J е еквивалентно на минимизиране на:

$$J = \int_0^\infty [y^T(t)(Q - SR^{-1}S^T)y(t) + v^T(t)Rv(t)]dt. \quad (17)$$

за системата $\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}S^T C)x(t) + Bv(t)$.

Да бъде положителна матрицата $\begin{vmatrix} Q & S \\ S^T & R \end{vmatrix}$ означава да са положителни R и $Q - SR^{-1}S^T$.

Така се удовлетворяват изискванията на условията за решаване на линейно-квадратичната задача. Уравнението на Рикати придобива следния вид:

$$A^T X + XA + C^T QC - (XB + C^T S)R^{-1}(B^T X + S^T C) = 0.$$

Оптималният входен сигнал за системата е $u(t) = -Fx(t)$, където

$$F = R^{-1}(B^T X + S^T C).$$

- *Решение на алгебричното уравнение на Рикати.*

Съществуват няколко алгоритъма за решаване на алгебричното уравнение на Рикати. За всяко от тях е необходимо провеждане на компютърно изчисление.
Уравнението $A^T X + XA + C^T QC - (XB + C^T S)R^{-1}(B^T X + S^T C) = 0$ е най-общата форма на уравнението на Рикати. Чрез предефиниране на $C^T QC$ като Q и на $C^T S$ като S, уравнението се свежда до:

$$A^T X + XA + Q - (XB + S)R^{-1}(B^T X + S^T) = 0 \quad (18)$$

Един гарантирано сходим метод за решение на уравнението се основава на матрицата на Хамилтън.

4. Изследване на позиционно сервозадвижване

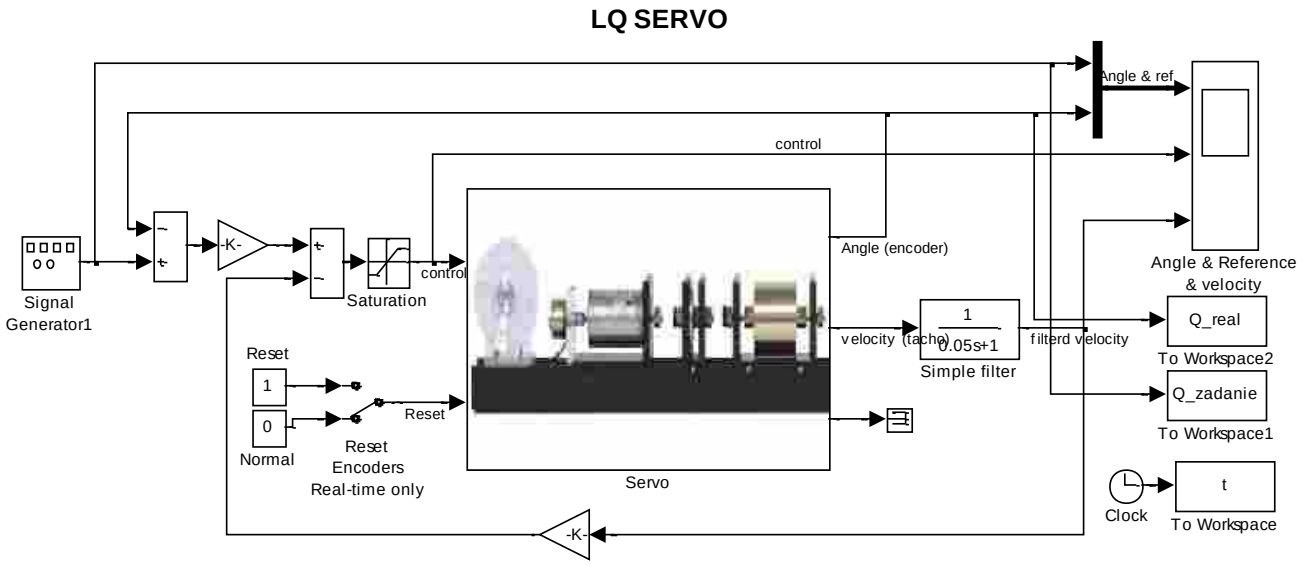
На фиг.3 е показана Simulink-схемата на изследваното позиционно сервозадвижане с линейно квадратичен регулатор (LQ), като матриците са избрани да бъдат: $Q = \begin{vmatrix} 55 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$ и $R = [1100]$.

Чрез функцията ***lqry*** в Matlab са пресметнати коефициентите в обратната връзка на LQ регулатора.

Стойностите на използваните коефициентите на LQ регулатора са K_1 K_2 =[0.224 0.56]

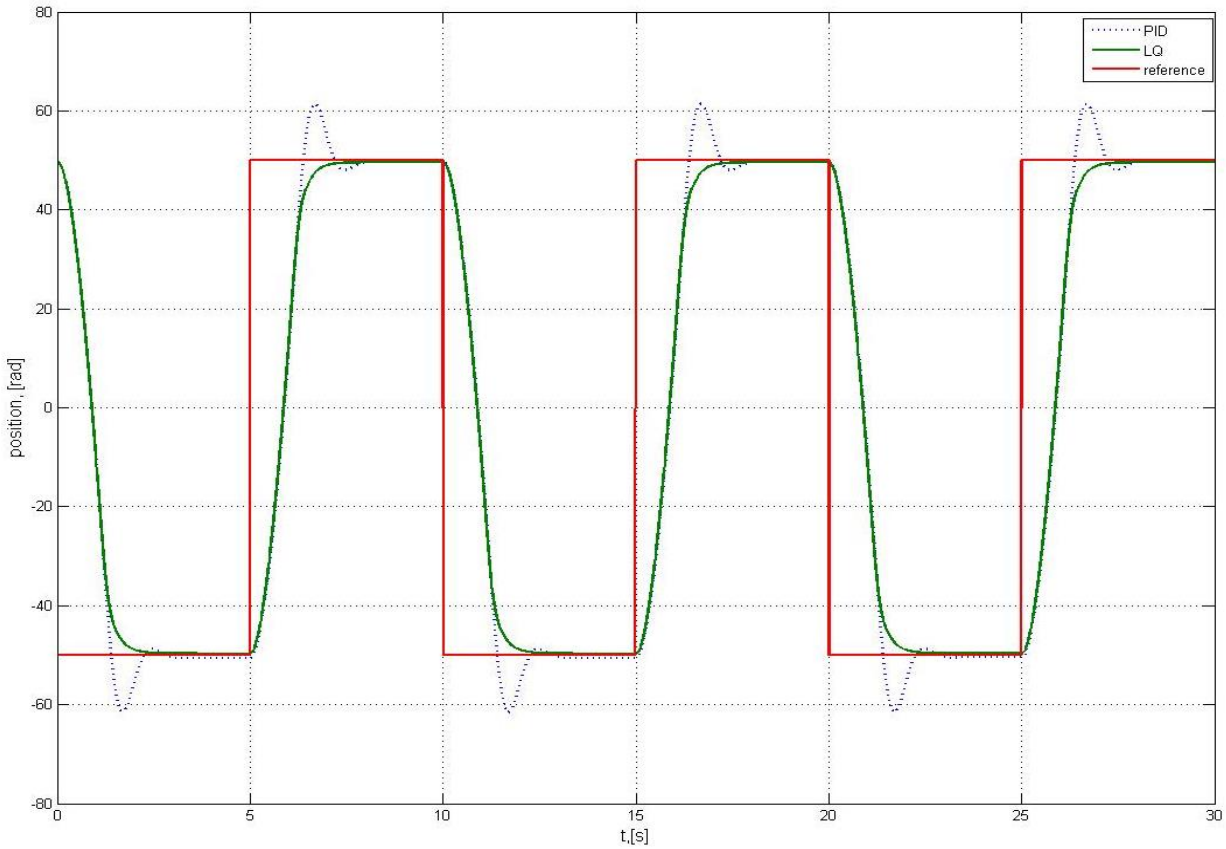
За сравнителен анализ на изследвания линейно квадратичен регулатор е проектиран и изследван ПИД регулатор настроен по метода на Циглер-Николс.

Стойностите на използваните коефициентите на ПИД регулатор са K_p K_i K_d=[0.1 0.001 0.01]



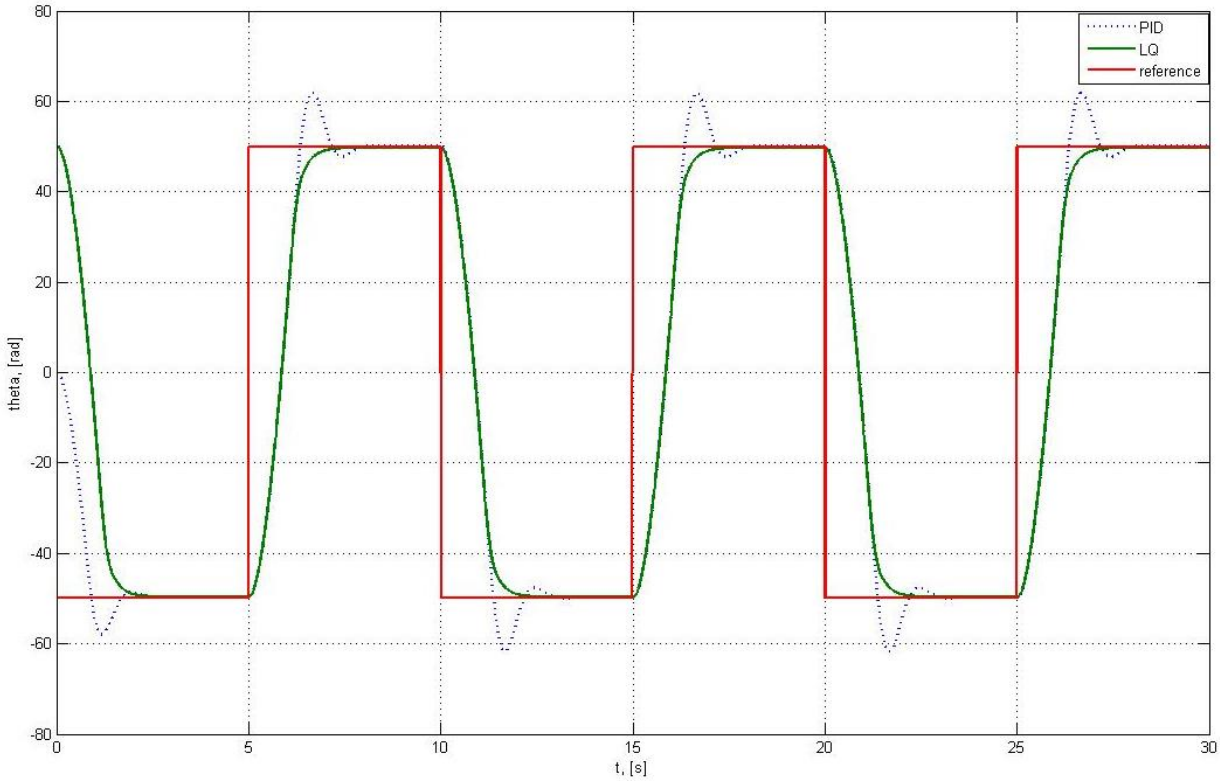
Фиг.3. Симулинк схемата на позиционно сервозадвижане с LQ управление

На фиг.4 е показано изследване на регулаторите при задание за позиция $\theta = \pm 50\ [rad]$.



Фиг.4. Изследване при задание за позиция $\theta = \pm 50\ [rad]$

На фиг.5 е показано изследване на регулаторите при задание за позиция $\theta = \pm 100\ [rad]$.



Фиг.4.Изследване при задание за позиция $\theta = \pm 100\ [rad]$

Направените изследвания са представени в табл.1, като са приети следните показатели за оценяване:

табл.1 Обобщени симулационни резултати

		Линейно квадратичен регулатор		ПИД	
	rad	50	100	50	100
Максимално пререгулиране	[%]	0	0	22	16.5
Грешка в установено състояние	[%]	0.3	0.3	0.4	0.4
Време за установяване- t_s	[s]	2.5	3.1	3	3.7

5. Изводи

От обобщените резултати в табл.1 могат да бъдат направени следните изводи:

1. Максималното пререгулиране при линейно квадрати чния регулатор липсва и при двете изследвания на заданията за скорост докато при ПИД регулатора са налични.

2. Грешката в установено състояние са близки по стойност, като при линейно квадратичния регулатор грешката е с 0.1% по-малка в сравнение със същата при ПИД регулатора.

3. Времето за установяване на позицията при линейно квадратичния регулатор е с 20% по малко спрямо това при ПИД регулатора.

При използването на линейно квадратичния регулатор липсва пререгулиране на позицията, което позволява този регулатор да бъде използван в прецизни системи за електрозадвижвания при които се изисква висока точност на позициониране без наличие на пререгулиране.

Същевременно установеното време за регулиране се намалява при използване на този тип регулатор.

Настройването на регулатора чрез намирането на подходящите матрици Q и R е по-трудната задача, която го прави и по-малко предпочитан.

ЛИТЕРАТУРА

[1] O. H. Bosgra, H. Kwakernaak and G. Meinsma, „Design Methods for Control Systems“ Notes for a course of the, Dutch Institute of Systems and Control Winter term 2007–2008

[2] V. Bobal, J. Bohm, J. Fessl and J. Machacek, „Digital Self-tuning controllers“ Publisher Springer ISSN 1439-2232, ISBN--10 1-85233-980-2

[3] Modular Servo System User’s manual, Inteco

[4] IC. Kar, *Practical Applications of Computational Intelligence for Adaptive Control*. CRC Press, 1999

[5] Ruba M.K. Al-Mulla Hummadi, Simulation Of Optimal Speed Control For A Dc Motor Using Linear Quadratic Regulator (Lqr), Number 3 Volume 18 march 2012 ‖Journal of Engineering

[6] W. Syahidah Binti Wan Mohd, Linear Quadratic Gaussian (Lqg) Controller Design For Servo Motor, Faculty of Electrical and Electronic Engineering University Tun Hussein Onn Malaysia, JUNE 2013

[7] M. Ruderman, J. Krettek, F. Hoffmann, T. Bertram, Optimal State Space Control of DC Motor, Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea, July 6-11, 2008

Автор: Владимир Христов, гл. ас. д-р инж.; катедра: АЕЗ; Факултет Автоматика; Технически Университет-София; E-mail adress: *vdhristov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** проф. д-р Михо Михов

БЕЗСЕНЗОРНО ОЦЕНЯВАНЕ НА СКОРОСТТА И ПОЗИЦИЯТА В СИСТЕМИ С БЕЗЧЕТКОВИ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ

Владимир Христов

Резюме: *При реализиране на управление на безчеткови двигатели за постоянен ток(бдпт) управлението трябва да бъде синхронизирано с позицията на ротора, което прави актуален въпроса с косвеното достигане до информацията за роторната позиция и скорост. В настоящата статия е разгледано безсензорно оценяване на скоростта и позицията с наблюдател, реализиран с филтър на Калман. Извършени са симулационни изследвания в Simulink на система за управление на скорост с бдпт, като наблюдателя е синтезиран чрез написване на S-функция от ниво2. Диапазона на изследваната скорост е 3, като изследванията са проведени и при 20% увеличение на съпротивлението. Направен е анализ на приетите показатели за оценка на скоростта и позицията.*

Ключови думи: *наблюдател, оценка на скоростта и позицията, безчеткови двигатели за постоянен ток, филтър на Калман.*

SENSORLESS ESTIMATION OF SPEED AND POSITION SYSTEMS OF BRUSHLESS ELECTRIC MOTION

Vladimir Hristov

Abstract: *Realization of the control of brushless DC motors (bldc) the control must be synchronized with the position of the rotor, which makes the question of indirect flow of information about the rotor position and speed. This article was viewed sensorless evaluating the speed and position of an observer, realized with the Kalman filter. Simulation studies carried out in Simulink system for speed control with bldc as observer is synthesized by typing an S-function from Level 2. The range of study speed is 3, the tests were carried and 20% increase in resistance. An analysis of agreed indicators to assess the speed and position.*

Keywords: *observer, estimation position and speed, DC brushless motor, Kalman filter*

1. Въведение

Безчетковите двигатели за постоянен ток (БДПТ) са синхронни двигатели възбуждани от постоянни магнити (СДПМ), които се управляват спрямо положението на роторът им. При такова управление се обезпечава по-голяма сигурност и се избягва опасността от излизане от синхронизъм при претоварване или при ударни натоварвания. Много често се наричат: безконтактни, безколекторни, вентилни или двигатели с електронна комутация. Въпреки че са без четки и без

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

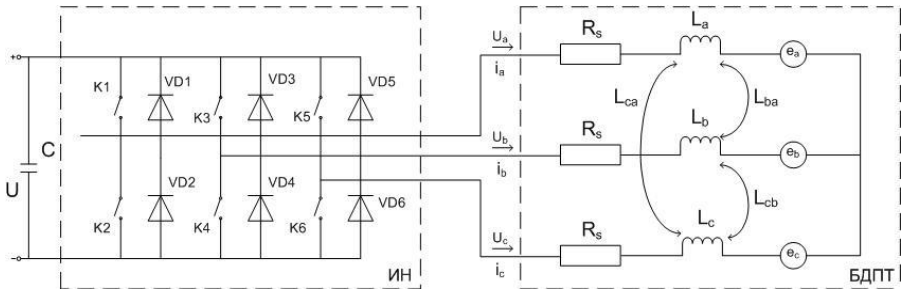
механичен колектор, те не са без комутатор. Функцията на комутатор се изпълнява от електронна схема. Необходимостта от безколекторни двигатели се диктува главно от съображения за надеждност, тъй като колекторно-четковата система при обикновените постояннотокови двигатели е най-несигурният възел и е източник на много повреди. Системите за електрозадвижване със синхронни двигатели, възбуждани от постоянни магнити, са особено перспективни. В сравнение с асинхронните двигатели с накъсо съединен ротор, които също имат много добри показатели, СДПМ притежават редица предимства, обусловени от техните особености: липса на загуби в ротора; високо съотношение на въртящия момент към инерционния момент; голяма мощност в малък обем; компактна форма; липса на искри и др. Вследствие на тези положителни качества, при еднакви габарити СДПМ имат по-голям момент и обратно – при еднакви номинални въртящи моменти, техните габарити са по-малки. При определени условия системите за електрозадвижване с такива двигатели могат да съчетаят предимствата и на системите с двигатели за постоянен ток и на системите с асинхронни двигатели с накъсо съединен ротор.

От гледна точка на начина за получаване на информация за позицията на ротора системите за електрозадвижване най-общо се разделят на системи с датчици на ъгловата позиция (чрез датчици на Хол или енкодери) и системи с безсензорно управление. При системите с безсензорно управление ъгловата позиция и скоростта на двигателя се определят косвено, обикновено посредством статорните токове и напрежения, които са лесно достъпни за измерване.

2. Математическо описание на постояннотоковите безчеткови електродвигатели

- *Математическо описание на електрозадвижване с БДПТ*

Моделът на БДПТ със силовата част на системата, който се използва при математическото описание е представен на фиг.1.



Фиг.1. БДПТ със силовата част

При анализа на процесите може да се направят следните допускания: двигателят е ненаситен; вихровите токове и хистерезисът в магнитните материали на машината имат незначително влияние върху фазните токове; въздушната междина е постоянна; статорните намотки са симетрични, а активните съпротивления и индуктивностите на намотките са постоянни; силовите ключове на инвертора са идеални. Направените опростявания са напълно допустими за нуждите на управлението и не биха оказали съществено влияние върху точността на изследването.

Уравнението на напреженията на двигателят може да се представи по следния начин:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

където: u_a, u_b, u_c са фазните напрежения; i_a, i_b, i_c – фазните токове; e_a, e_b, e_c – фазните противо е.д.н.; $R_s=R_a=R_b=R_c$ – активно съпротивление на фазите; L_a, L_b, L_c – собствените индуктивности на намотките; L_{ba}, L_{ca}, L_{cb} – взаимните индуктивности.

Фазните противо е.д.н. на двигателя се определят от:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, \quad (2)$$

където: $\omega=d\Theta/t$ е електрическата ъглова скорост на ротора на двигателя; Θ – електрическия ъгъл на завъртане на ротора; Φ_a, Φ_b, Φ_c – магнитните потоци за фазите на статора *a*, *b* и *c*.

Понеже намотките на двигателя са свързани в звезда, то за фазните токове се изпълнява условието: $i_a + i_b + i_c = 0$

Като се има предвид, че трите намотки са еднакви и симетрично разположени, и приемайки, че няма промяна на роторното магнитно съпротивление, може да се въведат означенията: $L_a = L_b = L_c = L$; $L_{ba} = L_{ca} = L_{cb} = L_1$

С отчитане на въведените означения то (1) може да се представи в следния вид:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (3)$$

където: с $L_s = L - L_1$ е означена индуктивността на фазата.

- *Разширен математически модел на СДПМ в α-β координатна система*

Уравненията по напрежение на СДПМ в *α-β* координатна система са:

$$\begin{aligned} U_\alpha &= R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_r N_p \lambda_r \sin\theta_r \\ U_\beta &= R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} - \omega_r N_p \lambda_r \cos\theta_r \end{aligned} \rightarrow \begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \omega_r \frac{N_P \lambda_r}{L_s} \sin\theta_r + \frac{U_\alpha}{L_s} \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \omega_r \frac{N_P \lambda_r}{L_s} \cos\theta_r + \frac{U_\beta}{L_s} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = 0; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

където: U_α и U_β представляват напреженията по осите съответно α и β, а i_α и i_β представляват съответните токове по същите оси. R_s е съпротивлението на статора, а L_s е индуктивността на статора. N_p е броят полюси на двигателя, λ_r е потока, ω_r е механична ъглова скорост, θ_r е ъгловото положение на ротора.

Предходните четири уравнения могат да се запишат в пространство на състоянието:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{5}$$

където:

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ w_r \\ \theta_r \end{bmatrix},\ u = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix},\ y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix},\ A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{N_p\lambda_r}{L_s}\sin\theta_r & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{N_p\lambda_r}{L_s}\cos\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_p & 0 \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Идеята е да се оцени $x(t)$, използвайки само $u(t)$ и $y(t)$.

3. Филтър на Калман

Наблюдателят на вектора на вътрешното състояние на системата реализиран чрез филтър на Калман се оказва удачен за изпълнение на задачата, тъй като минимизира ковариацията на грешката на оценените състояния с отчитането на случайните смущения.

Системата може да се опише в пространство на състоянието във вида:

$$\begin{aligned} &\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t), \quad t \geq t_0 \\ &y(t) = Cx(t) + v(t), \quad t \geq t_0 \end{aligned} \tag{6}$$

където: $x(t)$ - вектор на вътрешното състояние; $y(t)$ - вектор на изхода на измерваните параметри; $w(t)$ - бял гаусов шум от системата с ковариационна матрица Q; $v(t)$ - бял гаусов шум от измерването с ковариационна матрица R.

Поради факта, че в реалните системи съществуват шум в системата (електрозадвижването) и шум в измерването е необходимо при симулационно изследване да могат да бъдат отразени наличието на тези смущения и съответно филтрирани. Тези смущения са независими едно от друго и имат характер на случаен процес, като обикновено се приемат за бял гаусов шум със съответната ковариационна матрица.

Алгоритъмът по който функционира филтъра на Калман се представя със следната система уравнения:

$$\begin{aligned} &\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\left|y - C\hat{x}\right|, \quad \hat{x}(t_0) = 0 \\ &K(t) = PC^T R^{-1} \\ &\dot{P} = AP + PA^T + Q - PC^T R^{-1} CR \end{aligned} \tag{7}$$

където:

$\hat{x}$ - наблюдател на вектора на вътрешното състояние $x(t)$;

P - ковариационната матрица на грешката от оценяване;

K - коефициент на усилване на Калман;

Поради дискретния характер на процеса на измерване, системата трябва да бъде дискретизирана:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k) \\ y(k) = Cx(k) + v(k) \end{cases} \tag{8}$$

Използването на дискретния филтър на Калман се представя в две стъпки:

1. На първата стъпка се определя текущата оценка $\hat{x}(k \mid k)$ на вектора на вътрешното състояние в момента k въз основа на текущото измерване $y(k)$ и оценката на вектора $\hat{x}(k \mid k-1)$ в предходния момент $k-1$. Пресмята се ковариационната матрица на оценката на предсказване P. Тази стъпка отговаря на решаване на уравнението на Рикати .

$$\begin{aligned} P(k \mid k-1) &= A.P(k-1 \mid k)A^T + R(k) \\ K(k) &= P(k \mid k-1).C^T.\left[C.P(k \mid k-1).C^T + R(k)\right]^{-1} \end{aligned} \tag{9}$$

2. На втората стъпка се пресмята оценката на вектора на вътрешното състояние $\hat{x}(k+1 \mid k)$ и се прогнозира ковариационната матрицата на грешката на оценяване $P(k+1 \mid k)$.

4. Наблюдател на скорост и позиция на електрозадвижване с безчетков двигател за постоянен ток

При съставянето на модела на работа на синхронния двигател в α-β координатна система беше допуснато $\frac{d\omega}{dt} = 0$, което граничи с безкрайна инертност и корекцията се извършва от филтъра на Калман (чрез матрицата за компенсиране на шума на системата). Поради това скоростта се представя като параметър на системата, а не като състояние. Приема се, че скоростта ω е константа при изчисленията в периода на предсказване на състоянията, като в последствие се отчита чрез актуализиране на ковариационната матрица.

За цифровата реализация на филтъра на Калман, уравненията описващи работата на двигателя трябва да бъдат дискретизирани (с такт на дискретизация T):

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + Bu(k) & A_d &\approx I + AT \\ y(k) &= C_d x(k) & B_d &\approx BT \end{aligned} \tag{10}$$

От където следва, че дискретните уравнения на СДПМ са:

$$\begin{aligned} x_k &= f\left(x_{k-1}, u_{k-1}\right) = \left(I + AT\right)x_{k-1} + BTu_{k-1} \\ y_k &= h\left(x_k\right) = Cx_k \end{aligned} \tag{11}$$

Нелинейната функция придобива следния вид:

$$x_k \approx\sim f\left(\hat{x}_{k-1}\right) + \frac{\partial f}{\partial \hat{x}_{k-1}}\left(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}\right) + W_{k-1} \tag{12}$$

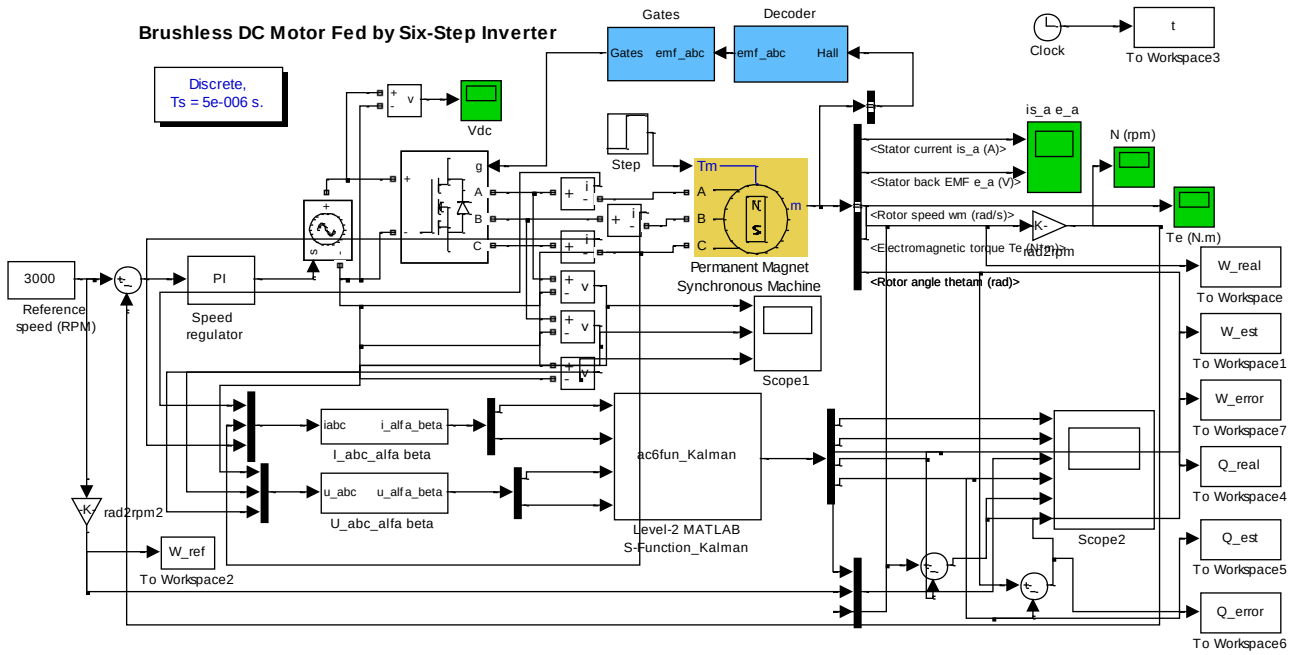
Откъдето може да се определи:

$$\Phi_k = \frac{\partial f}{\partial \hat{x}_{k-1}} = \frac{\partial f\left(\hat{x}_{k-1}, k-1\right)}{\partial \hat{x}_{k-1}} = \begin{vmatrix} 1-T\frac{R_s}{L_s} & 0 & T\frac{\lambda_r N_p}{L_s}\sin\theta_r & T\frac{\lambda_r N_p}{L_s}\omega_r\cos\theta_r \\ 0 & 1-T\frac{R_s}{L_s} & -T\frac{\lambda_r N_p}{L_s}\cos\theta_r & T\frac{\lambda_r N_p}{L_s}\omega_r\sin\theta_r \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & N_p T & 1 \end{vmatrix} \quad (13)$$

Ковариационна матрица Q отразяваща шума на системата и ковариационна матрица R отразяваща шума от измерването са избрани да бъдат:

$$Q = \begin{vmatrix} 0.000002 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.000002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.00065 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.02 \end{vmatrix} \qquad R = \begin{vmatrix} 0.4 & 0 \\ 0 & 0.4 \end{vmatrix} \quad (14)$$

На фиг.2 е показан пълния модел на електрозадвижването в Simulink с добавената блок на филтъра на Калман, от който ще се оценят скоростта и позицията. Филтъра на Калман е реализиран чрез създаването на S-функция от ниво 2.



Фиг.2. Simulink-схема на системата за управление на скорост с безчетков постояннотоков двигател с филтър на Калман.

Симулационните изследвания са направени в средата на Simulink на Matlab.

Използвания двигател за симулациите е със следните данни: DC MOTOR: $T_0 = 25°\text{C}$; $Ls = 0.0085H$; $l_r = 0.175\ V.s$ $J_m = 0.8e^{-3}kg.m^2$; $B_m = 1e^{-3}Nms/rad$; $R_s = 2.875\Omega$; $p = 4$ poles

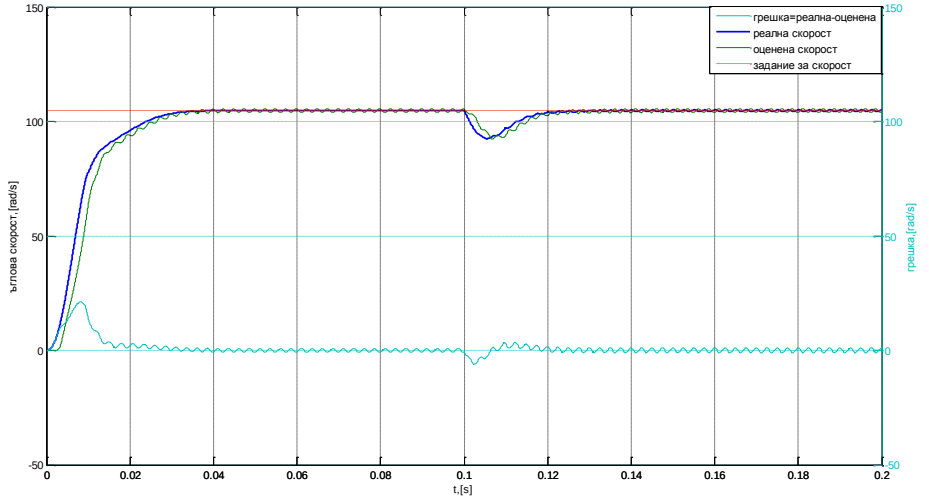
Симулационните изследвания са направени при следните условия:

- при стойност на статорното съпротивление от каталожни данни при температура $25^{\circ}C$, $R_s = R_s(25^{\circ}C)$;
- при увеличение на температурата с $71^{\circ}C$, което отговаря на 20% увеличение на статорното съпротивление $R_s = 1.2R_s(25^{\circ}C)$,
- при три задания за установена скорост: $\omega_y = 104.7\ rad/s$; $\omega_y = 209.3\ rad/s$; $\omega_y = 314\ rad/s$.

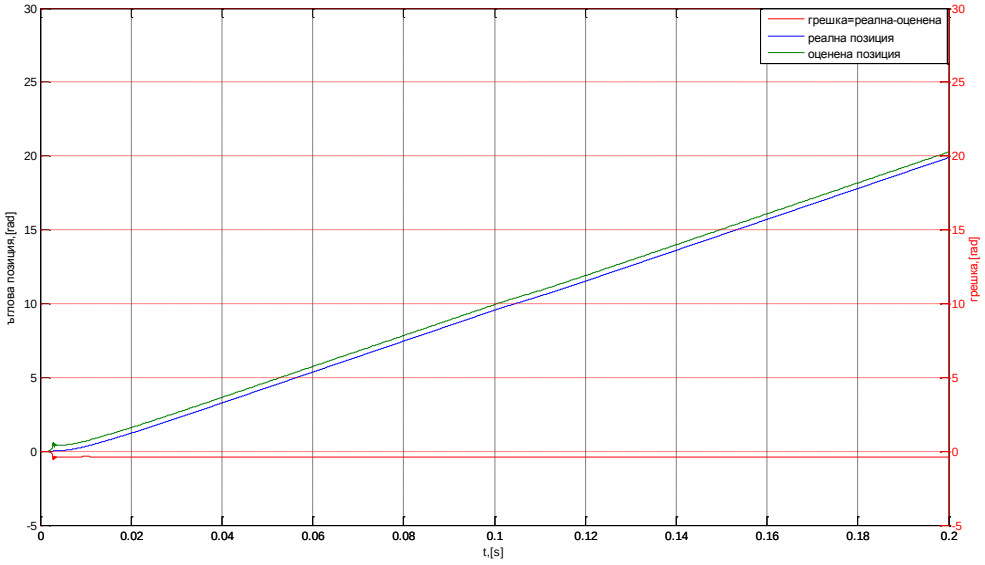
В момента t=0.1s е приложен стъпаловиден товарен момент T_l=3Nm.

Използван е PI-регулатор в системата за управление на скоростта на двигателя.

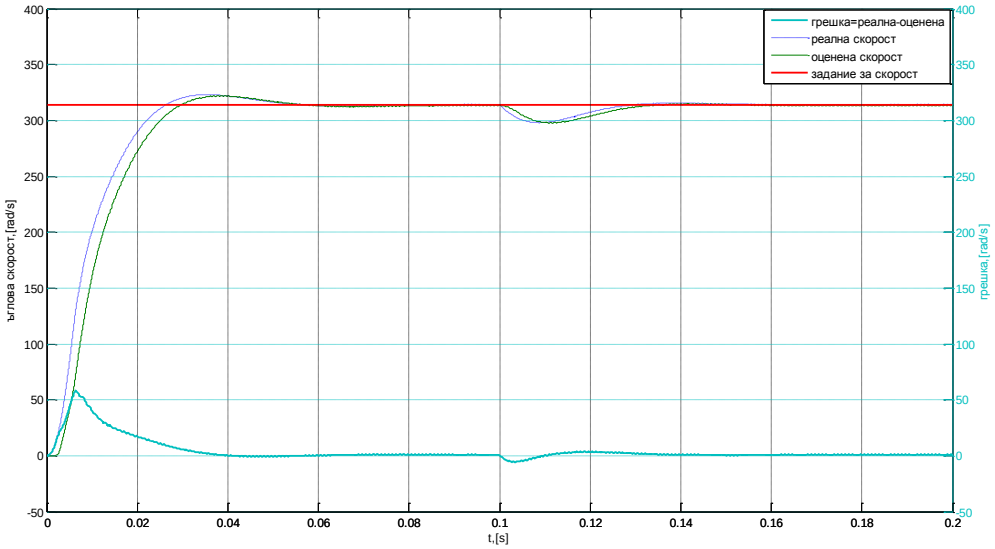
На фиг.3-фиг.8 са показани част от резултатите, като останалите са обобщени в табл.1.



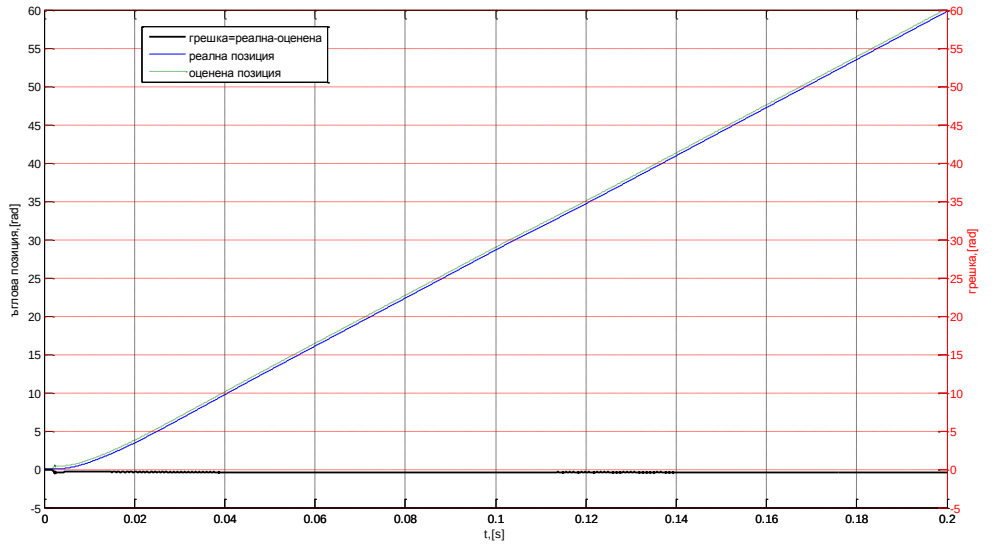
Фиг.3. Оценената и реалната позиция при $\omega_y = 104.7\ rad/s$ и $R_s = R_s(25^{\circ}C)$



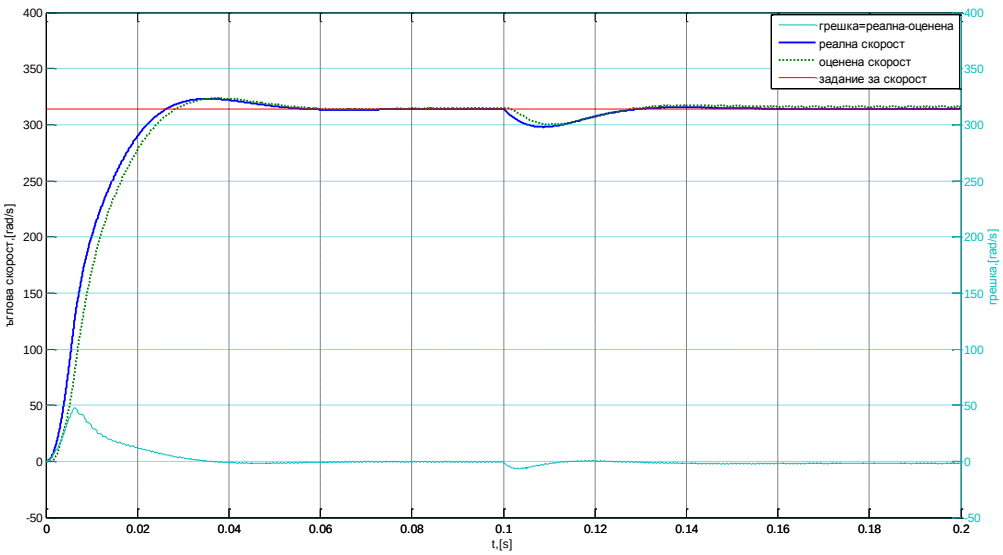
Фиг.4. Оценената и реалната позиция при $\omega_y = 104.7\ rad/s$ и $R_s = R_s(25^{\circ}C)$



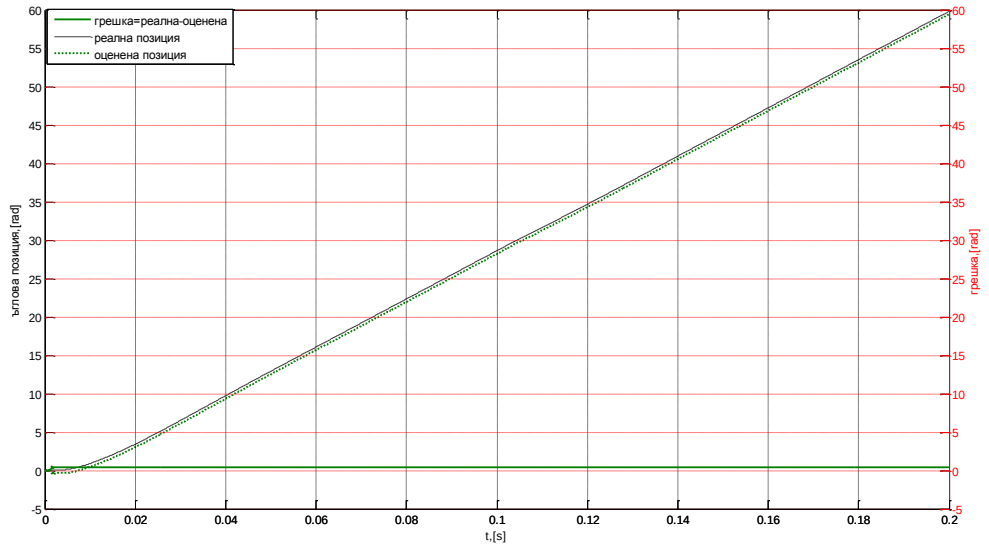
Фиг.5. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 314\ rad/s$ и $R_s = R_s(25^\circ C)$



Фиг.6. Оценената и реалната позиция при $\omega_y = 314\ rad/s$ и $R_s = R_s(25^\circ C)$



Фиг.7. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 314\ rad/s$ и $R_s = 1.2R_s(25^\circ C)$



Фиг.8. Оценената и реалната позиция при $\omega_y = 314\ rad/s$ и $R_s = 1.2R_s(25^\circ C)$

Обобщените резултати от направените изследвания са представени в табл.1, като при оценяването са приети следните показатели за качество:

$e_{\omega_{\max}}$ -максимална грешка на оценената скорост по време на преходен режим в [%];

$$e_{\omega пр} = \max \left| \frac{\omega_{изм.} - \hat{\omega}_{оцен.}}{\omega_{зад.}} \right| .100\%$$

$e_{\omega_{уст.}}$ -максимална грешка на оценената скорост по време на установено състояние в [%];

$$e_{\omega уст} = \max \left| \frac{\omega_{изм.} - \hat{\omega}_{оцен.}}{\omega_{зад.}} \right| .100\%$$

$e_{\theta \max}$ -максимална грешка на оценената позиция за изследвания период в [%];

$$e_{\theta \max} = \max \left| \frac{\theta_{изм.} - \hat{\theta}_{оцен.}}{\theta_{\max}} \right| .100\%$$

Табл.1 Обобщени симулационни резултати

	104.7 [rad/s]=1000об/мин$^{-1}$			209.3[rad/s] =2000об/мин$^{-1}$			314 [rad/s] =3000об/мин$^{-1}$		
	$e_{\theta max}$	$e_{\omega пр}$	$e_{\omega уст}$	$e_{\theta max}$	$e_{\omega пр}$	$e_{\omega уст}$	$e_{\theta max}$	$e_{\omega пр}$	$e_{\omega уст}$
	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
R_a	2	20	0.95	1	19.5	0.43	0.6	18.4	0.3
$1.2*R_a$	2.01	16.2	2.1	1.02	16.2	1	0.61	15	0.66

1. Изводи

Диапазонът на изследваната система за управление на скоростта на безчетков постояннотоков двигател е 3. От приетите показатели за качество на оценената

скорост и позиция с филтър на Калман и обобщените резултати в табл.1 могат да бъдат направени следните изводи:

1. Грешката на оценената скорост по време на преходен процес в целия диапазон на изследване остава в рамките на 20%, като се наблюдава леко намаляване на грешката при максимално изследваната скорост от 314 rad/s.
2. Максималната грешка в установено състояния на оценената скорост остава под 1%, като се забелязва тенденция за намаляване с увеличаване на скоростта на изследване и при 314 rad/s грешката е 0.3%.
3. При увеличение на съпротивление на статорната намотка с 20%, дължащо се нагряване, максималната грешка на оценената скорост в преходно състояние намалява с 20%, докато максималната грешка на оценената скорост в установено състояние се увеличава 2 пъти при трите диапазона на изследване, като при 314rad/s е 0.66%, което показва че тя остава под 1%.
4. Максимална грешка на оценената позиция при направените изследвания остава постоянна в рамките на 0.4rad, като в относителни единици тя намалява с увеличаване на изследваната скорост, тъй като се увеличава максималната стойност на позицията.

Изследванията показват, че така оценените скорост и позицията на БДПТ със синтезирания наблюдател с филтър на Калман успява да оцени величините с грешка в установено състояние в рамките под 1% .

ЛИТЕРАТУРА

[1] S. Wang, Chin-Hsuan Lu, An-Chen Lee, “Disturbance Observer Structure Applied to SensorlessBrushless DC Motors Drive“, International Journal of Computer Theory and Engineering, *Vol. 7, No. 2, April 2015*

[2] E. Kaliappan, C. Chellamuthu “Modeling, simulation and experimental analysis of permanent magnet brushless DC motors for sensorless operation”, Archives Of Electrical Engineering Vol. 61(4), Pp. 499-515 (2012)

[3] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, J. Gómez-Gil “Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends ” *Sensors* 2010, *10*, 6901-6947; doi:10.3390/s100706901, ISSN 1424-8220

[4] Terzic, B.; Jadric, M. Design and Implementation of the Extended Kalman Filter for the Speed and Rotor Position Estimation of Brushless DC Motor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2001**, *48*, 1065-1073.

[5] Damodharan, P.; Vasudevan, K. Indirect Back-EMF Zero Crossing Detection for Sensorless BLDC Motor Operation. In Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drives Systems *(PEDS 2005)*, Kuala Lumpur, Malaysia, November 2008; pp. 1107-1111.

Автор: Владимир Христов, гл. ас. д-р инж.; катедра: АЕЗ; Факултет Автоматика; Технически Университет-София; E-mail adress: *vdhristov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Евтим Йончев

МЕТОДИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ И ОЦЕНКА НА ПАРАМЕТРИ НА ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ ДВИГАТЕЛИ В ДИАПАЗОНА НА НИСКИТЕ СКОРОСТИ

Камен Христов

Резюме: *Разработката представя разглеждане на съществуващи методи за управление на променливотокови машини в диапазона на ниските скорости. Представени са подходи и методи за изграждане на модели на оценители на параметрите на двигателите. Показани са математически описания и етапи при изграждането на безсензорно управление с ориентация по полето. Представени са разработки свързани с математическото определяне на ключови параметри на машините, лежащи в основата на алгоритмите за безсензорно управление.*
Ключови думи: *безсензорно управление, математически описания, управление с ориентация по полето*

METHODS OF CONTROL AND PARAMETERS ESTIMATION OF INDUCTION MACHINES AT THE RANGE OF LOW SPEED

Kamen Hristov

Abstract: *This paper presents a review of existing methods for control of induction machines at the range of low speed. There are shown different approaches and techniques of developing models of machines parameters estimators. In this paper have been mentioned and described mathematical analysis and different stages of developing sensorless field oriented control. There are reviews of work related to mathematical description of key parameters of IM drives, which are in the base of sensorless control algorithms.*
Keywords: *sensorless control, mathematical analysis, field oriented control*

1. Въведение

С векторно управляеми асинхронни машини моментът на машината може да бъде управляван в динамика съизмерима с тази на постояннотоковите машини. Основно изискване е да бъде известна позицията на роторното потокосцепление спрямо предварително избрана отправна точка. Това създава основата и принципа на управлението с ориентация по полето. Голяма част от използваните методи и модели са с добри показатели и резултати в диапазона на средните и високи скорости. При променливотоковите машини позицията на роторното потокосцпление може да бъде получена чрез сензори поставени в машината (директна ориентация) или чрез измерване на токовете и роторната скорост (индирек-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тна ориентация). Понятието безсензорно управление означава, че целта е постигане на управление на двигателя без прилагане на допълнителни сензори вградени в мотора (датчици но Хол) или куплирани към вала (инкрементални енкодери, резолвери, тахогенератори).

2. Математическо описание на асинхронен двигател

2.1. Модел на променливотокова машина при скорост нула

Оценяване на параметрите на променливотокови двигатели в неподвижно състояние посредством управление с ориентация по полето е бърз подход за получаване на информация за изходните променливи на машините [1],[2]. Процедурата позволяваща измерването на параметрите на двигателите предполага използване на инвертор с широчинно-импулсна модулация. Математическият модел на променливотокова машина в неподвижна координатна система (α,β) може да бъде описан с 5 нелинейни диференциални уравнения с електрически променливи (статорни токове и роторни потокосцепления), механична променлива (роторна скорост) и 2 управляеми променливи (статорни напрежения):

$$\dot{\varphi}_{\alpha r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r}\varphi_{\alpha r} - p\omega_m \varphi_{\beta r} \tag{1}$$

$$\dot{\varphi}_{\beta r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r}\varphi_{\beta r} + p\omega_m \varphi_{\alpha r} \tag{2}$$

$$i_{\alpha s} = -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{\tau_r}\varphi_{\alpha r} + pK\omega_m \varphi_{\beta r} + \alpha_s u_{\alpha s} \tag{3}$$

$$i_{\beta s} = -\gamma i_{\beta s} + \frac{K}{\tau_r}\varphi_{\beta r} - pK\omega_m \varphi_{\alpha r} + \alpha_s u_{\beta s} \tag{4}$$

$$\dot{\omega}_m = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} \tag{5}$$

където $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ са статорните токове, $\varphi_{\alpha r}$, $\varphi_{\beta r}$ са роторните потокосцепления, R_s и R_r са статорното и роторното съпротивление, L_s, L_r, L_m са статорната, роторната и взаимната индуктивности, B, J са коефициент на триене и инерционният момент на двигателя, p е броят на двойките полюси.

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ е роторната времеконстанта и параметрите използвани в уравнението са дефинирани както следва:

$$\sigma \equiv 1 - \frac{M^2}{(L_s L_r)},\ K \equiv \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)}, \alpha_s \equiv \frac{1}{(\sigma L_s)}, \gamma \equiv \frac{R_s}{(\sigma L_s)} + \frac{R_r L_m^2}{(\sigma L_{sr}^2)}$$

При скорост нула, двигателят се управлява с момент, клонящ към нула. Това може да се постигне с намагнитване на машината, чрез задаване на номинални стойности на променливите по β-координатата. При такова състояние всички компоненти по α-координатата са 0 [3],[11]. Изхождайки от уравненията опис-

ващи двигателя остават само уравненията съдържащи променливи от β-координатата:

$$\dot{\varphi}_{\beta r} = -\frac{1}{\tau_r}\varphi_{\beta r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} \tag{6}$$

$$i_{\beta s} = -\gamma i_\beta s + \frac{K}{\tau_r}\varphi_{\beta r} + \alpha_s u_{\beta s} \tag{7}$$

Прилагайки Лапласова трансформация на двете страни на уравненията и заместване на резултата от (6) в (7), се получава предавателната функция на системата:

$$\frac{i_{\beta s}}{u_{\beta s}} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \tag{8}$$

където

$$\begin{cases} a_1 = (R_s L_r + R_r L_s)/(\sigma L_s L_r) \\ a_0 = R_s R_r /(\sigma L_r L_s) \\ b_1 = 1/(\sigma L_s) \\ b_0 = Rr /(\sigma L_r L_s) \end{cases} \tag{9}$$

2.2. Оценител на параметрите на двигателя в реално време

За получаването на оценителя е необходимо (8) да бъде преобразувано до линеен параметричен модел. Тъй като системата е от втори ред е необходим и филтър от втори ред за преобразуването й [2],[4],[8],[12]. Моделът на системата е:

$$i_{\beta s} = \theta^{*T} w \tag{10}$$

където

$$\theta^* = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b_0 - b_1 h_1}{h_0 - h_1} \\ \dfrac{b_1 h_0 - b_0}{h_0 - h_1} \\ \dfrac{-a_0 + a_1 h_1 - h_1^2}{h_0 - h_1} \\ \dfrac{a_0 - a_1 h_0 + h_1^2}{h_0 - h_1} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$w = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{s + h_1} u_{\beta s} \\ \dfrac{1}{s + h_0} u_{\beta s} \\ \dfrac{1}{s + h_1} i_{\beta s} \\ \dfrac{1}{s + h_0} i_{\beta s} \end{bmatrix} \tag{12}$$

θ^* е векторът на параметрите, които трябва да бъдат оценявани, а w е векторът на измерените сигнали.

След математически преобразувания се стига до оценените стойности:

$$\hat{R}_s = (h_1 h_0 - h_0 \hat{c}_3 - h_1 \hat{c}_4)/(h_0 \hat{c}_1 + h_1 \hat{c}_2) \tag{14}$$

$$\hat{R}_r = (h_1 - h_0 - \hat{c}_3 - \hat{c}_4)/(\hat{c}_1 + \hat{c}_2) - \hat{R}_s \tag{15}$$

$$\hat{L}_s = \hat{L}_r = \hat{R}_r(\hat{c}_1 + \hat{c}_2)/(h_0\hat{c}_1 + h_1\hat{c}_2) \tag{16}$$

$$M = \sqrt{\hat{L}_s^2 - \hat{L}_s/(\hat{c}_1 + \hat{c}_2)} \tag{17}$$

3. Проблеми при управлението

Началната точка за управление на електродвигателите е системата от нелинейни диференциални уравнения, която определя поведението й. Динамиката на монофазен мотор е дадена със системата уравнения:

$$\begin{aligned}
u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} + M \frac{d}{dt}(i_{\alpha r}\cos(n_p\Theta) - i_{\beta r}\sin(n_p\Theta)) \\
u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} + M \frac{d}{dt}(i_{\alpha r}\sin(n_p\Theta) - i_{\beta r}\cos(n_p\Theta)) \\
0 &= R_r i_{\alpha r} + L_r \frac{d}{dt} i_{\alpha r} + M \frac{d}{dt}(i_{\alpha s}\cos(n_p\Theta) + i_{\beta s}\sin(n_p\Theta)) \\
0 &= R_r i_{\beta r} + L_r \frac{d}{dt} i_{\beta r} + M \frac{d}{dt}(-i_{\alpha s}\sin(n_p\Theta) + i_{\beta s}\cos(n_p\Theta))
\end{aligned} \tag{18}$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = n_p M(i_{\beta s}(i_{\alpha r}\cos(n_p\Theta) - i_{\beta r}\sin(n_p\Theta)) - i_{\alpha s}(i_{\alpha r}\sin(n_p\Theta) + i_{\beta r}\cos(n_p\Theta)) - f\omega - \tau L$$

$$\frac{d\Theta}{dt} = \omega$$

Основният проблем е изборът на $u_{\alpha s}$ и $u_{\beta s}$. Измерването на токовете $i_{\alpha s}$ и $i_{\beta s}$ и Θ са достъпни при управление с обратна връзка [6]. Потокосцеплението може да бъде измерено с помощта на датчици на Хол, които се поставят във въздушната междина, но те са термозависими и това намалява надеждността на системата. Като следваща стъпка може да се отбележи въвеждането на потокосцепления както следва:

$$\psi_{\alpha r} = L_r(i_{\alpha r}\cos(n_p\Theta) - i_{\beta r}\sin(n_p\Theta)) + Mi_{\alpha s} \tag{19}$$

$$\psi_{\beta r} = L_r(i_{\alpha r}\sin(n_p\Theta) + i_{\beta r}\cos(n_p\Theta)) + Mi_{\beta s} \tag{20}$$

След заместванията окончателният модел на двигателя включващ новите стойности на токовете, потокосцепленията и скоростта е готов. Използвайки изразите за потокосцепленията се елиминират роторните токове и първите две уравнения от системата може да бъдат записани като:

$$u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s\left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)\frac{d}{dt} i_{\alpha s} + \frac{M}{Lr}\frac{d}{dt}\psi_{\alpha r} \tag{21}$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s\left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)\frac{d}{dt} i_{\beta s} + \frac{M}{Lr}\frac{d}{dt}\psi_{\beta r} \tag{22}$$

След математически преобразувания се стига до крайното уравнение на движението:

$$J\frac{d\omega}{dt} = n_p M\left(i_{\beta s}\frac{\psi_{\alpha r} - Mi_{\alpha s}}{L_r} - i_{\alpha s}\frac{\psi_{\beta r} - Mi_{\beta s}}{L_r}\right) - f\omega - \tau_L = n_p\frac{M}{Lr}\left(i_{\beta s}\psi_{\alpha r} - i_{\alpha s}\psi_{\beta r}\right) - f\omega - \tau_L\, f \tag{23}$$

5. Ориентация по полето и линеаризация на входно-изходните параметри

5.1. Управление на асинхронни двигатели

Изхождайки от приемането, че вместо реалните потокосцепления се използват фиктивни $\psi_{\alpha r}$ и $\psi_{\beta r}$ във формулирането на математическия модел с цел премахване на $\cos(\Theta)$ и $\sin(\Theta)$, това опростяване не е достатъчно за контролерно управление[5], [12], където за управление на момента, скоростта или позицията на ротора на двигателя се задават u_{sa} и u_{sb}. Целта при управлението с ориентация по полето е да се премине към друга координатна система. Необходимо е новата координатна система да е въртяща, чиято ъглова позиция се определя от:

$$\rho = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{\alpha r}}{\psi_{\beta r}}\right); \psi_d = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2}$$

Величината ψ_d е модулът на роторното потокосцепление, а ρ е ъгълът на завъртане на потокосцеплението спрямо оста α. Фазните токове и напрежения се преобразуват в новата координатна система като:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \tag{24}$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \tag{25}$$

Уравнението описващо тока по оста *d* е:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{d}{dt}\left(\cos(\rho) i_{\alpha s} + \sin(\rho) i_{\beta s}\right) \tag{26}$$

Уравнението описващо тока по оста *q* е:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{d}{dt}\left(-\sin(\rho) i_{\alpha s} + \cos(\rho) i_{\beta s}\right) \tag{27}$$

6. Методи за управление с ориентация по полето

6.1. Оценка на вектора на потокосцеплението

Повечето системи за безсензорно управление разчитат директно или индиректно на оценката на статорното потокосцепление $\hat{\psi}_s$ [7]. То се определя във функция от времето и индуцираното напрежение:

$$\hat{\psi}_s = \int \left(\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + u_{off}\right) d\tau \tag{28}$$

където u_s е статорното напрежение, i_s е статорният ток и $\hat{r}_s$ е статорното съпротивление. Времето се приема за : $\tau = \omega_{sr} t$, където ω_{sr} е номиналната честота. Векторът u_{off} в уравнението изразява всички смущения и грешки, които се съдържат в оценената стойност на индуцираното напрежение $u_i = u_s - \hat{r}_s i_s$. Системите с ориентация по полето използват оценената стойност на роторното потокосцепление изхождайки от израза:

$$k_r\hat{\psi}_r = \int\left(\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + u_{off}\right)d\tau - \hat{\sigma}_s\hat{L}_s i_s = \hat{\psi}_S - \hat{\psi}_\sigma \qquad (29)$$

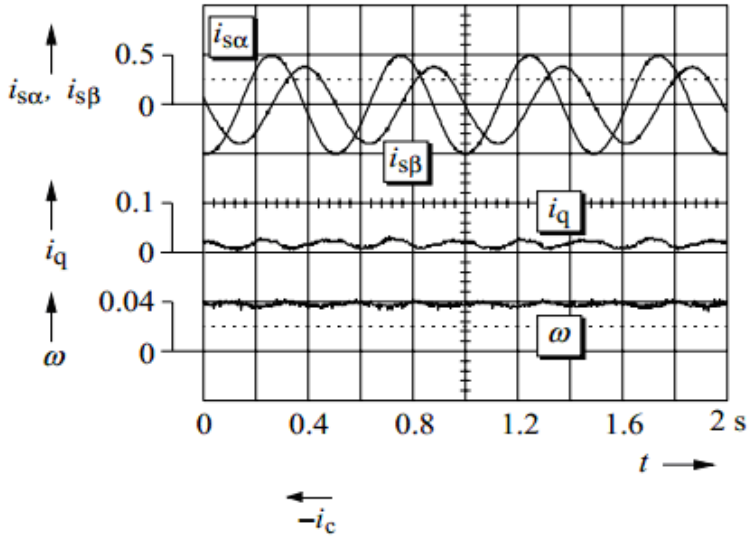
където k е коефициент на роторните намотки, σ е коефициент на загубите, L_s е статорната индуктивност, ψ е вектора на потокосцеплението.

6.2. Подходи за компенсация на грешката

При процедурата за оценяване на потокосцеплението е необходимо да се интегрира в реално време. Вместо интегратор се използва нискочестотен филтър, който компенсира част от изкривяванията и отклоненията. Като недостатък на филтъра може да се отбележи големият фазов ъгъл и амплитудни грешки при достигане на гранична честота. Тези грешки и отклонения нарастват с намаляването на честотата [5],[7],[11]. Съществуват различни подходи за компенсация на тези грешки: Настройване на граничната/ъглова честота спрямо статорната, докато се постигне пълна компенсация на фазовите грешки до достигане на техните установени стойности.

6.3. Получаване на информация за статорните токове.

Статорните токове най-често се измерват чрез датчици на Хол. Получават се като аналогови сигнали и се преобразуват в цифрови посредством АЦП. След разглеждане на предложени опитни данни за работа на машини при честота от 2 Hz се забелязва изкривяване и отклонение на сигналите на тока спрямо задаващите.

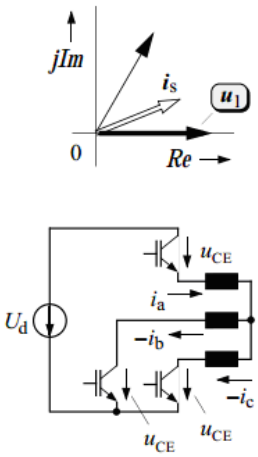


Фиг.1. Изкривявания на сигнала при много ниска честота

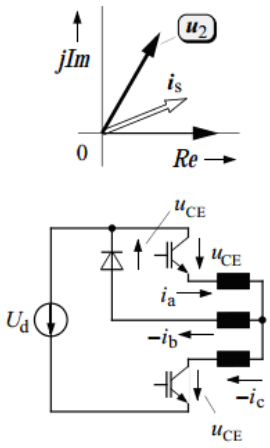
7. Модели за работа при много ниски скорости

7.1. Модел на инвертор

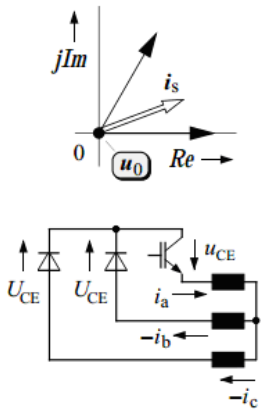
При много ниски скорости падът на напрежение на инвертора може да бъде по-висок от индуцираното напрежение и това може да е причина за смущения [5], [7]. Моделът на инвертора се изгражда отчитайки последователността на състоянията на превключване на транзисторите за половин цикъл.



фиг.2. а) състояние 1



фиг.2. б) състояние 2



фиг.2. в) състояние 3

Токовете на трите фази протичат през активните елементи, най-често IGBT или през диодите в зависимост от режима на работа на инвертора. Посоките на токовете на трите фази не се променят в голям интервал във времето. Те зависят само от вектора на тока i_s.

7.2. Идентификация на параметрите на модела

Амплитудата на първия хармоник на напрежението е много малка при ниска честота. Като резултат може да се посочи големите отклонения във формите на сигналите, породени от времето на паузите (“мъртво време”) на инвертора [13]. Ако се използват тези напрежения като сигнали за оценителя на статорното потокосцеплние това ще доведе до неустойчивост при работа на ниска скорост.

Оценяване на статорното потокосцепление

Моделът на инвертора се използва с цел компенсиране на нелинейните изкривявания породени от инвертора. Моделът прави оценка на статорното напрежение използвайки задаващото напрежение от ШИМ модулатора като входна променлива. Уравнението на оценителя на статорното потокосцепление е:

$$\hat{\psi}_s = \int \left(\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + \hat{u}_{off}\right) d\tau \tag{30}$$

$$\hat{u}_{off} = k_1 (\psi_s^* - \hat{\psi}_s) e^{j\hat{\delta}} \tag{31}$$

където $\hat{\delta}$ е оценениият ъгъл на полето. Той се избира според оценената му стойност.

$$\hat{\delta} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\psi}_{sq}}{\hat{\psi}_{sd}}\right) \tag{32}$$

Големината на вектора на статорното потокосцепление се получава от:

$$\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_s e^{-j\hat{\delta}} \tag{33}$$

Коефициентът k_1 е подбран така, че смущенията и разсейванията на статорния ток да бъдат компенсирани. Стойностите на коефициента варират от 0.4 до 0.8.

Честотата на статорния сигнал се изчислява от $\omega_s = \frac{d\hat{\delta}}{d\tau}$, откъдето ъгловата механична скорост се определя от уравнението:

$$\hat{\omega} = \omega_s - \hat{\omega}_r = \omega_s - \frac{L_s}{\tau r} \frac{\tau_r' \frac{di_q}{d\tau} + i_q}{\psi_s - \sigma L_s i_{sd}} \tag{34}$$

Оценяване на статорното съпротивление.

Изискването за качествено и надеждно управление в диапазона на ниските скорости с оценител на потокосцеплението налага използването на адаптация в реално време на статорното съпротивление [8].

Алгоритмите се базират на връзката в стационарен режим между векторите на потокосцеплението и индуцираното напрежение.

$$\hat{\psi}_s \times \hat{u}_i = \hat{\psi}_s \times \left(\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s\right) \tag{35}$$

Оценената стойност на статорното съпротивление се получава като резултат от преобразуваното уравнение в координатната система на тока.

$$\hat{r}_s = \frac{\hat{u}_{sx} - \frac{\hat{\psi}_{sy}}{\hat{\psi}_{sx}} \hat{u}_{sy}}{i_{sx}} = \frac{\hat{u}_{sx} - \omega_s \tilde{\psi}_s \sin(\gamma - \hat{\delta})}{i_s} \tag{36}$$

Използвайки връзките $\frac{\hat{\psi}_{sy}}{\hat{\psi}_{sx}} = \tan(\gamma - \hat{\delta})$ и $u_{sy} = \hat{u}_i \cos(\gamma - \hat{\delta})$ и след заместване се получава изразът:

$$\hat{u}_i = \omega \tilde{\psi}_s \tag{37}$$

където $\tilde{\psi}_s$ е стойността на оценената статорно потокосцепление

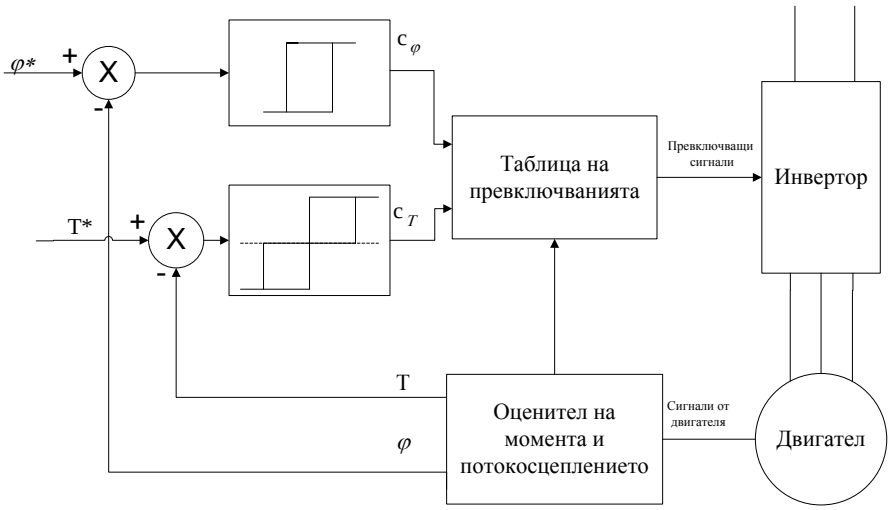
Стойността на $\tilde{\psi}_s$ не може да се получи от оценителя на статорното потокосцепление, тъй като това би дало грешни данни ако моделираната стойност на статорното съпротивление е идентифицирана погрешно.

Оценената стойност се използва като входна величина за оценителя на статорното потокосцепление.

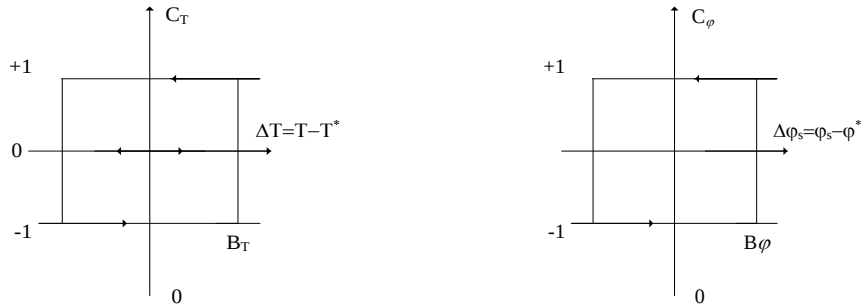
Параметрите се настройват и регулират посредством нискочестотен филтър.

8. Схема за директно управление на момента (DTC)

Грешката между оценения и задаващия сигнал на момента е входна величина за компаратор с трипрагов хистерезис, докато грешката между големината на оценената и задаващо статорно потокосцепление е входна за компаратор с двупрагов хистерезис [9],[10],[13].



Фиг.3. Основна схема на работата на директното управление на момента.



Фиг.4.а),б) хистерезис на компаратора на момента, хистереиз на компаратора на потокосцеплението

Известно е, че основната схема за директното управление на момента се влияе от остслабването на потокосцеплението в диапазона на ниските скорости. При тези работни състояния управляваната система подбира множество нулеви вектори на напрежението, стремейки се да намали този ефект чрез пада на напрежение върху статорното съпротивление.

9. Заключение

1. Разгледан е адаптивен алгоритъм за идентификация на параметрите на променливотокова машина с инвертор с ШИМ при нулева скорост. Линейният регресионен модел на машината се получава посредством достигане на момент нула, което се генерира чрез променливите по β-координатата.
2. Физическите ограничения правят безсензорното управление при нулева честота на статора невъзможно, използвайки класическите методи за моделиране. Има наличие на шум, отклонения от заданията, ограничения с честотните ленти, разлики в параметрите на моделите. Всичко това води до осцилации и големи неточности в скоростта.
3. Добър подход при директното управление на момента е подмяната на таблицата на превключване на състоянията с цел намиране на по-добър критерий. Схемата за директно управление на момента е по-лесно изпълнима и използва много малко време за изчисление на параметрите. Това е предимство, тъй като дава възможност за използване на процесори от по-нисък клас.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Werner Leonhard, *Control* of *Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1985

[2] I. Boldea and S. A. Nasar, *„Vector Control* of *AC Drives”*, CRC Press, Boca Raton, FL, 1992.

[3] J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson, “*Real-time estimation of induction motor parameters*”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 746-759, May/June 1994.

[4] Peter Vas, *“Sensorless Vector and Direct Torque Control”* London, 1998

[5] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, *“Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation”, IEEE Transaction on Industry Applications*, vol 30, no 5, September/October 1994

[6]. Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, “*An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors*” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 2, p. 288–295, Apr. 2003

[7] K. Akatsu and A. Kawamura. “*Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection.*” IEEE Transactions on Industry Applications, 36(3):764–771, 2000

[8]. A. Astolfi, D. Karagiannis, and R. Ortega. “*Nonlinear and Adaptive Control with Applications”*. Springer-Verlag, London, 2008

[9] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, *“Observer based direct field orientation and comparison of alternative methods,”* IEEE Trans. Indust. Applicat., vol. 30, pp. 945–953, July/Aug. 1994

[10] S. H. Kim and S. K. Sul, *“Maximum torque control of an inductionmachine in the field weakening region,”* IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 784–794, July/Aug. 1995

[11] I.-J. Ha and S.-H. Lee, *“An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers”*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, pp 842-853, 2000

[12] M. Hinkkanen, *“Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors”* IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 5, pp. 1033–1040, 2004

[13] Y. Geng, *“A novel control strategy of induction motors for the optimization of both efficiency and torque response”* in Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Society, pp. 1405-1410, 2004

Автор: Камен Христов, маг. инж. докторант, кат. АЕЗ, Факултет Автоматика, Технически Университет-София

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** проф. д-р Михо Михов

МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА ДВИЖЕНИЯТА НА КЛАС МАНИПУЛАЦИОННИ РОБОТИ И АНАЛИЗИРАНЕ НА ПОТРЕБИТЕЛСКИ СЦЕНАРИИ В ПОЛУПРОВОДНИКОВАТА ИНДУСТРИЯ

Николай Братованов, Владимир Заманов

Резюме: *В статията е описан подход за моделиране и симулация на движенията на клас манипулационни роботи, приложими в полупроводниковата индустрия, използвайки CAD пакета SolidWorks. Наличието на пълни 3D модели, симулирането на техните движения и създаването на връзка с управляващия софтуер на роботите дават възможност за извършване на подробни изследвания в геометричен, кинематичен и динамичен аспект. Описани са и методи за създаване на модифицирани 3D модели, подходящи за ефективно анализиране на потребителски сценарии.*
Ключови думи: *3D моделиране, манипулационни роботи, симулация на движения, връзка с управляващ софтуер, анализиране на потребителски сценарии*

MODELING AND MOTION SIMULATION OF A CLASS MANIPULATING ROBOTS AND CUSTOMER LAYOUTS ANALYSIS FOR THE SEMICONDUCTOR INDUSTRY

Nikolay Bratovanov, Vladimir Zamanov

Abstract: *The article describes an approach to modeling and motion simulation of wafer handling robots, applicable in the semiconductor automation. The motion analysis is based on already available SolidWorks models, which have been further modified to comply with the requirements of SolidWorks Motion Analysis package. In order to obtain realistic geometric, kinematic and dynamic characteristics, the simulation software has been connected to the native robot motion control software. In addition, the article addresses methods for creating modified 3D models suitable for effective analysis of customer layouts.*
Keywords: *3D modeling, motion simulation, manipulating robots, connection with motion control software, customer layouts analysis*

1. Въведение

Полупроводниковата индустрия използва специфичен клас манипулационни роботи и роботизирани системи, работещи в чисти производствени среди [1].

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Кинематиката на тези роботи ги причислява към цилиндричните манипулатори със сгъваща се ръка [2]. Отличават се с ниско тегло, компактни размери, високо бързодействие и чистота. Най-често манипулираните обекти са силициеви пластини (wafers), които трябва да се транспортират бързо, точно и надеждно [3]. Тенденция в развитието на този клас роботи е редуцирането на масата, увеличаване на товароносимостта и планирането на максимално ефективни движения, гарантиращи висока надеждност и производителност. CAD пакетите и мултифункционалните 3D симулатори играят важна роля в изучаването на движенията на манипулационните роботи и ефективното анализиране на изискванията на клиентите.

2. Основна цел и задачи на разработката

Моделирането на манипулационни роботи в полупроводниковата индустрия (*МРПИ*) и симулацията на техните движения се използват предимно за целите на проектирането на механичната, задвижващата и управляващата система.

Обикновено анализите на потребителските сценарии се извършват на геометрично ниво, посредством статични 2D или 3D модели, представени в множество конфигурации. Частично се отчитат ограниченията, наложени от конкретната потребителска задача.

Наличието на 3D модели на *МРПИ*, познаването на законите на техните движения и напредналите симулационни възможности на CAD пакетите са предпоставка за разработването на методи, целящи по-ефективното изследване на МРПИ. На тази база потребителските нужди се анализират по-бързо и ефективно, допринасяйки за предлагането на продукти с функционални възможности, адекватни на пазарните изисквания.

Основната цел на настоящата разработка е изграждане на подход за моделиране и симулация на движенията на МРПИ и анализиране на потребителски сценарии, използвайки CAD пакета SolidWorks. За осъществяването й се решават две основни задачи:

а) Моделиране и симулация на движенията на манипулационните роботи за целите на проектирането и управлението.

б) Високоефективно анализиране на потребителски сценарии за роботизация с помощта на модифицирани 3D модели.

3. Моделиране и симулация на движенията на МРПИ за целите на проектирането и управлението

Понастоящем голяма част от съществуващите 3D модели на *МРПИ* не позволяват директно използване на симулационния модул SW Motion Analysis, поради наличието на следните ограничения:

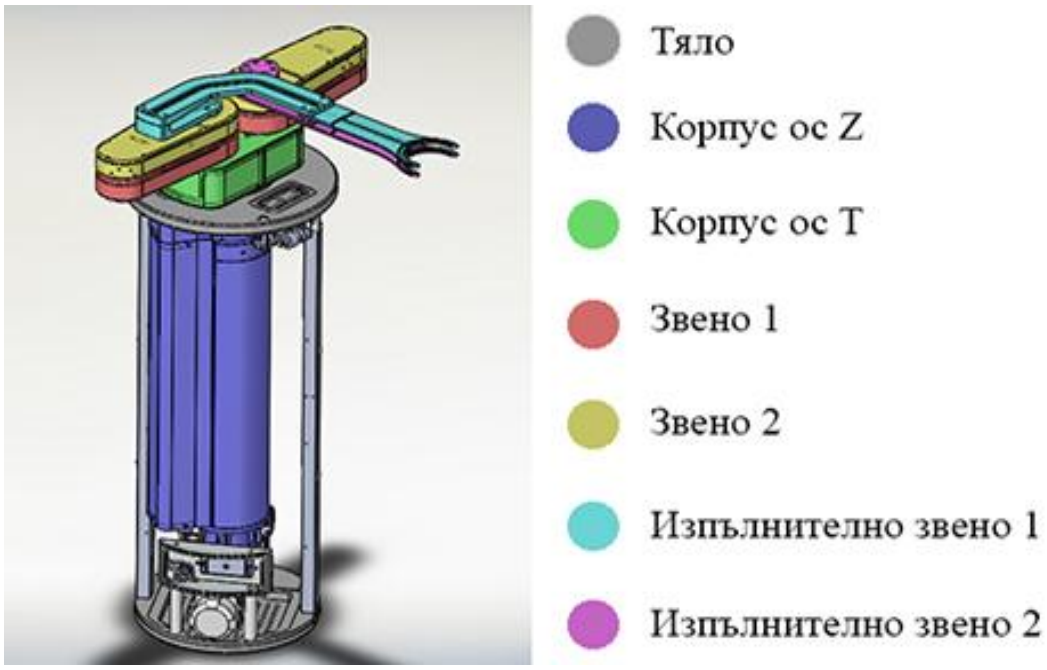
- липса на подходящи връзки между отделните компоненти;
- наличие на „фиксирани“ компоненти;

Поради тази причина се налага анализиране и модифициране на всички елементи на моделите, последвани от изграждане на нови сглобени единици, подходящи за симулация. Основните стъпки на работа са описани по долу.

3.1. Анализ и модифициране на съществуващите 3D модели

Първата стъпка от разработването на подхода за моделиране и симулация на движенията на *МРПИ* се състои в анализиране на съществуващите 3D модели: оси, кинематика, разположение на мотори и изследване на механиката на отделните елементи.

Целта е разграничаване на подвижните детайли (фиг.1) и анализиране на съществуващите връзки между тях. Следва модифициране на сглобените единици на роботите, състоящо се в оформяне на единични 3D модели на вече анализираните подвижни елементи, необходими за последващото изграждане на „подвижни“ модели.



Фиг.1. Анализ и разграничаване на подвижните елементи на *МРПИ.*

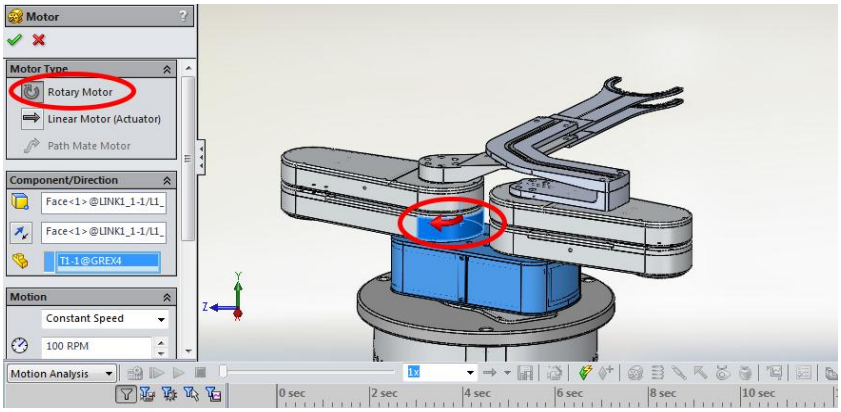
3.2. Изграждане на 3D модели, пригодни за симулация в SW Motion Analysis

Втората стъпка от разработването на подхода се състои в изграждане на „подвижни“ сглобени единици, съставени от единичните 3D модели на отделните компоненти.

Те дават възможност за точно пресъздаване и симулиране на движенията на роботите, използвайки симулационния пакет SW Motion Analysis. Това се осъществява с помощта на подходящи връзки, създадени между отделните детайли.

След изграждането на новите модели е необходимо извършването на подходящо позициониране на подвижните елементи на роботите, отговарящо на техните нулеви позиции в абсолютни координати.

Работата завършва с добавяне на виртуални мотори (фиг.2), необходими за реализирането на движенията на *МРПИ*.



Фиг.2. Добавяне на виртуален мотор към едно от звената.

3.3. Задвижване на новоизградените 3D модели и създаване на връзка между управляващия софтуер и SW Motion Analysis

След въвеждането на моделите в SW Motion Analysis се задава конкретно движение към виртуалните мотори. То се осъществява чрез определяне на:

- постоянна скорост (Constant Speed);
- преместване (Distance);
- осцилиращо движение (Oscillating);
- движение, чрез таблично въвеждане на интервали (Segments);
- движение, чрез въвеждане на стойности по време (Data Points);
- движение, чрез въвеждане на функция (Expression);
- създаване на събития (Event-based Motion);

Различните методи се използват според конкретната ситуация. За целите на разработката се използва опцията ‘Data Points’, даваща възможност за въвеждане на външен текстови файл, съдържащ преместванията на виртуалните мотори за даден време-интервал. Тази функция дава възможност за създаване на връзка между управляващия софтуер на роботите и SW Motion Analysis. Задаването на движение се реализира чрез стартиране на управляващия софтуер и генериране на конкретен цикъл. Записването на конкретните премествания в текстови файл (.txt) се осъществява с помощта на специална модификация в управляващия софтуер. След подготвянето и въвеждането на отделен файл за всеки един виртуален мотор се преминава към пресмятане и визуализиране на движенията на манипулационните роботи.

4. Анализиране на потребителски сценарии с помощта на модифицирани 3D модели на манипулационните роботи

Втората основна задача на разработката се състои в създаване на модифицирани 3D модели, подходящи за ефективно анализиране на потребителски сценарии. Задачата е мотивирана от все по-високите изисквания на клиентите, свързани с предварителното извършване на подробни тестове и симулации, гарантиращи безпроблемно и ефективно функциониране на *МРПИ*, интегрирани в технологичните системи. Основните задачи се отнасят към:

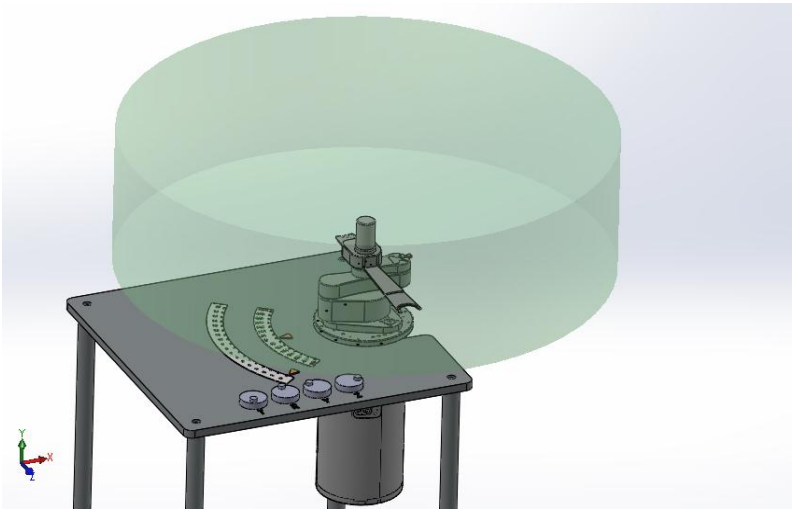
- достижимост на робота до всички важни точки от машините;
- съвместимост на робота с механичните ограничения на машините;

- симулирано движение на робота в индивидуалната сцена на машините;
- експериментално оценяване на производителността на системите;
- изпълнение на скриптове и макроси от високо ниво;
- тестване на комуникационния и командния интерфейс на системите;
- предварителни презентации;

Анализирането на потребителски сценарии чрез 2D модели не отчита всички ограничения. Липсата на симулационни възможности и трудното, понякога дори невъзможно осигуряване на 2D документация, са главните недостатъци на този подход. Наличието на 3D модели на машините и възможността за интегрирането им с 3D моделите на *МРПИ* е предпоставка за създаването на ефективна система, удовлетворяваща гореспоменатите изисквания, използвайки единствено CAD пакета SolidWorks. За целта съществуващите модели на *МРПИ* трябва да бъдат модифицирани по подходящ начин. Това се налага поради липсващите в тях кинематични връзки, ограничения на движенията и други, полезни за приложението функции. Основните стъпки на работа са:

4.1. Създаване на модифицирани 3D модели, подходящи за анализиране на потребителски сценарии

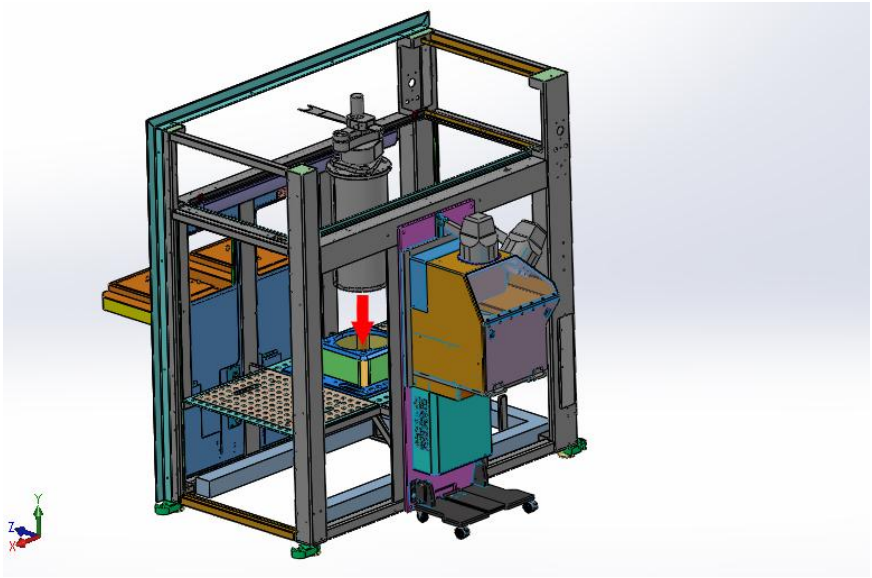
Първата стъпка се състои в създаване на модифицирани 3D модели на *МРПИ*. Започва се с въвеждане на основните компоненти на роботите в нова сглобена единица. За целта се използват опростени модели, осигуряващи информация, свързана единствено с външната геометрия на компонентите. Данни за масовите характеристики на детайлите или за вътрешната конструкция на механизмите не са от значение за конкретната задача. Отделните компоненти се свързват с помощта на подходящи връзки като се спазват съществуващите кинематични зависимости. След изграждането на моделите се задават реалните ограничения на движенията на роботите. Това се осъществява с помощта на специални връзки, дефиниращи границите на ротационните и транслационните движения. Добавят се индикатори, визуализиращи индивидуалните премествания на ставите. Обозначават се и конкретните работните зони (фиг.3).



Фиг.3. Работната зона на конкретен МРПИ.

4.2. Интегриране на модифицираните 3D модели на манипулационните роботи с 3D модели на технологичните машини

Добавянето на новосъздадените 3D модели на манипулационните роботи към 3D моделите на технологичните машини се реализира чрез задаване на стандартни връзки. След правилното позициониране на роботите спрямо машините (фиг.4) се извършва проверка на всички движения и функции на манипулаторите, дефинирани в първата част на задачата.



Фиг.4. Интегриране на 3D модели на *МРПИ* и на технологична машина.

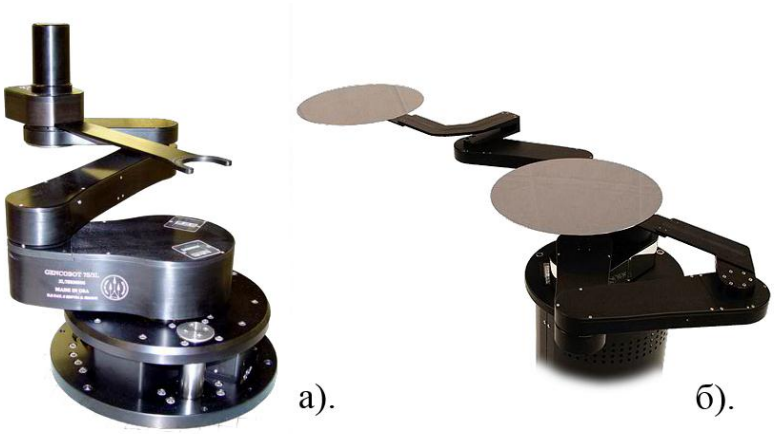
Добавят се референтни точки и отсечки, разположени на ключови места в технологичните машини. Анализират се различните конфигурации на ръката (ъгъл на сервиз), симулиране на движенията на изпълнителните звена по права линия, проверка на достижимостта и др.

5. Анализ на резултатите

Описания подход се прилага към конкретни манипулационни роботи предназначени за транспортиране на силициеви пластини с размер до 450мм [4], произведени от фирма Genmark Automation, Inc. Предоставени са 3D модели на роботи GB7 и G-Rex4, както и пълен 3D модел на технологична машина.

Роботът GB7 (фиг.5.а) е висококоростен манипулационен робот с хибридна кинематична структура. Оригиналната GPR система позволява взаимодействие на робота с наклонени касети, носители и обработващи модули, както и компенсиране на еластичните деформации на изпълнителното звено при пренос на големи товари. Различните конфигурации на ръката на робота го адаптират към широка гама от касети и оборудване.

Роботът G-Rex4 (фиг.5.б) е двурък манипулационен робот с отворена кинематична структура. Прецизната изработка, опростеният дизайн и ниската му маса осигуряват високи скорости и ускорения, гарантиращи оптимална производителност и висока надеждност. Гъвкавостта на робота позволява бързо реконфигуриране с разнообразни инструменти и хващачи.



а). б).

Фиг.5. Роботи GB7 (а) и G-Rex4 (б) (Genmark Automation, Inc.).

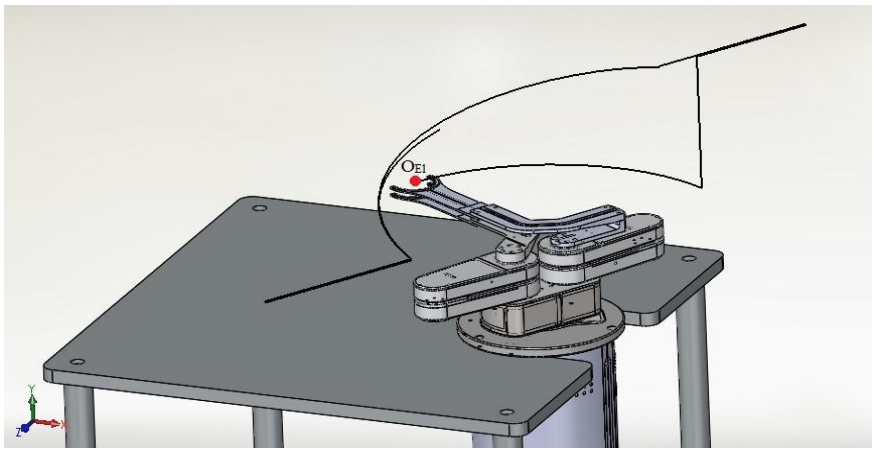
Осите на движение на двата манипулационни робота са представени в Табл.1.

Табл.1. Движения на манипулационни роботи GB7 и G-Rex4.

	Вид движение	**Описание**	**GB7**	**G-Rex4**
T	Ротационно	Ротация на ръцете около централната ос на робота	✔	✔
R	Линейно	Изпъване и свиване на първата ръка на робота	✔	✔
R2	Линейно	Изпъване и свиване на втората ръка на робота.		✔
Z	Линейно	Вертикалано движение на платформата	✔	✔
Z1	Линейно	Коригиращо движение по ос Z1	✔	
Z2	Линейно	Коригиращо движение по ос Z2	✔	
Z3	Линейно	Коригиращо движение по ос Z3	✔	
Y	Ротационно	Ориентация на изпълнителното	✔	

5.1. Моделиране и симулация на движенията на G-Rex4

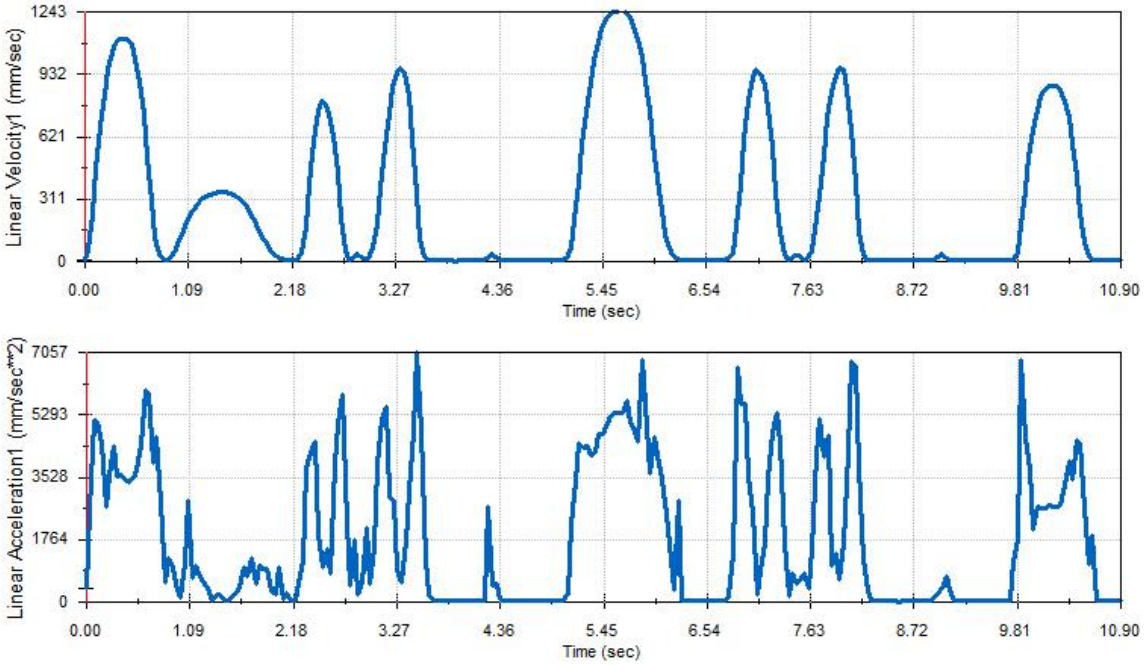
Прилагането на подхода, описан в т.3 към манипулационен робот G-Rex4 дава широки възможности за изследване на неговите движения. SW Motion Analysis [5] предлага множество полезни функции като задълбочено анализиране на резултати, верифициране на движения, предотвратяване на колизии, структурни анализи с помоща на МКЕ, създаване на висококачествени анимации и други. За целите на разработката се генерира кратък цикъл, демонстриращ индивидуално движение по всички оси, както и едновременно движение по оси T и Z на манипулационен робот G-Rex4 с траектория, показана на фиг.6. След записване на конкретното движение в текстови файлове и въвеждането му в SW



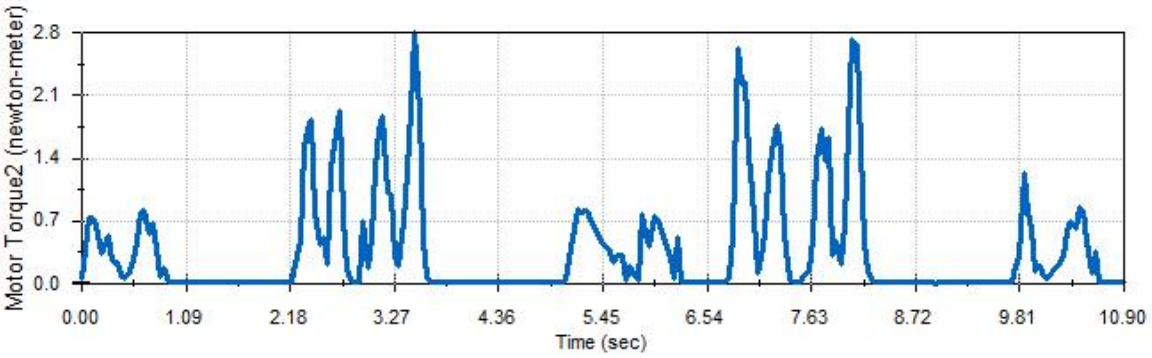
Фиг.6. Траектория на центъра на изпълнителното звено на ръка R.

Motion Analysis, с помощта на опцията ‘Data Points’, се преминава към изследване и анализиране на резултати. То се състои в изчертаване на графики, визуализиращи изменението на следните примерни величини:

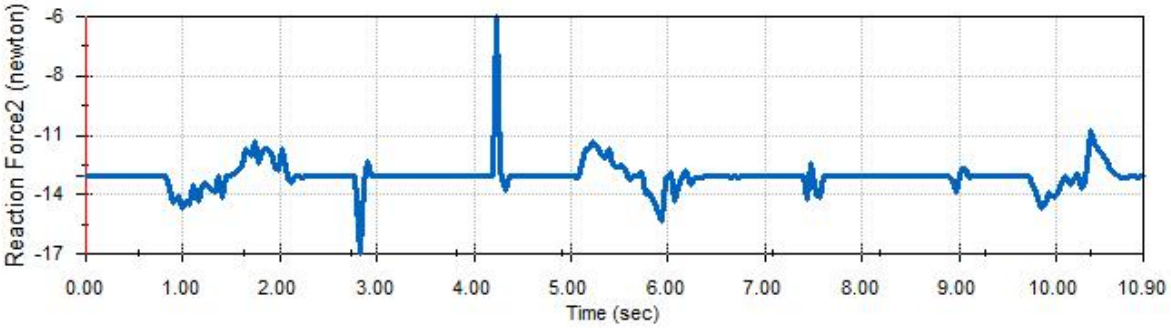
- големина на линейните скорост и ускорение на центъра на изпълнителното звено на ръка R (фиг.7);
- въртящ момент на двигател, задвижващ ръка R (фиг.8);
- големина на аксиалната реакционна сила в един от лагерите на първата ротационна връзка на ръка R (фиг.9);



Фиг.7. Големина на линейните скорост [mm/sec] и ускорение [mm/sec^2] на центъра на изпълнителното звено на ръка R.



Фиг.8. Въртящ момент [Nm] на двигател, задвижващ ръка R.



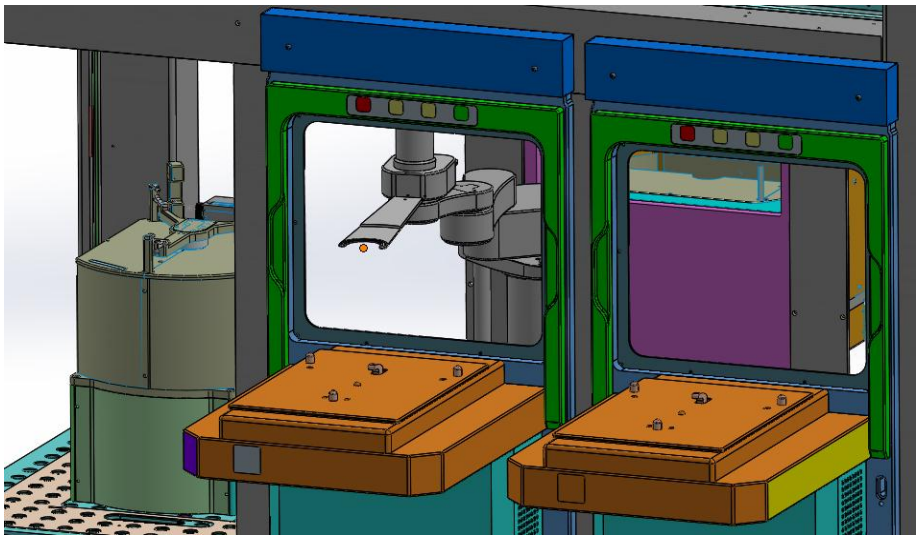
Фиг.9. Реакция в един от лагерите на първата става на ръка R.

Изследването и анализирането на резултати с помощта на SW Motion Analysis целят точния избор на двигатели и тяхното управление, определянето на вида и товароносимостта на съответните лагери, оразмеряването на ключови елементи от конструкцията и управлението.

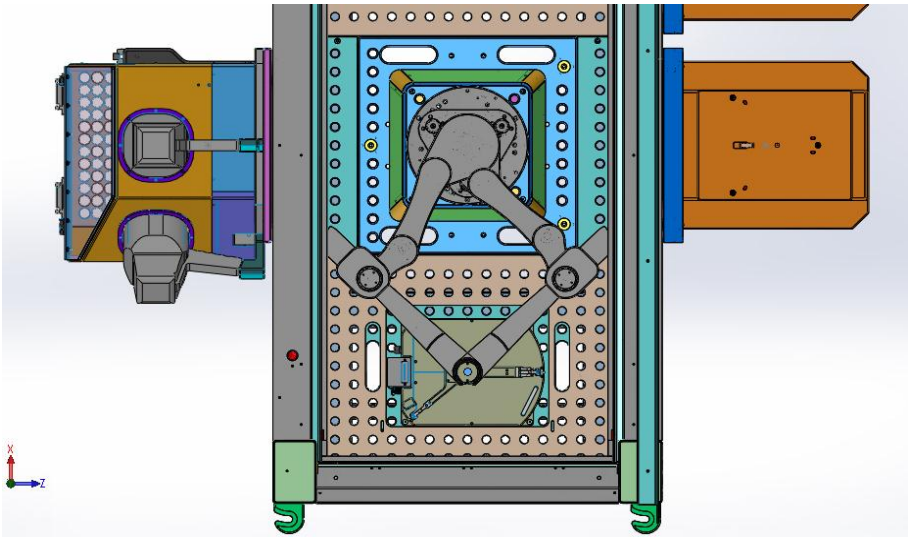
5.2. Анализиране на потребителски сценарии с помощта на модифициран 3D модел на робот GB7 и 3D модел на технологична машина

Подходът за анализиране на потребителски сценарии, описан в т.4 се осъществява с помощта на 3D модел на конкретна технологична машина и модифициран 3D модел на робот GB7. Интегрирането на двете сглобени единици се осъществява с помощта на стандартни връзки. То дава възможност за извършването на следните полезни дейности:

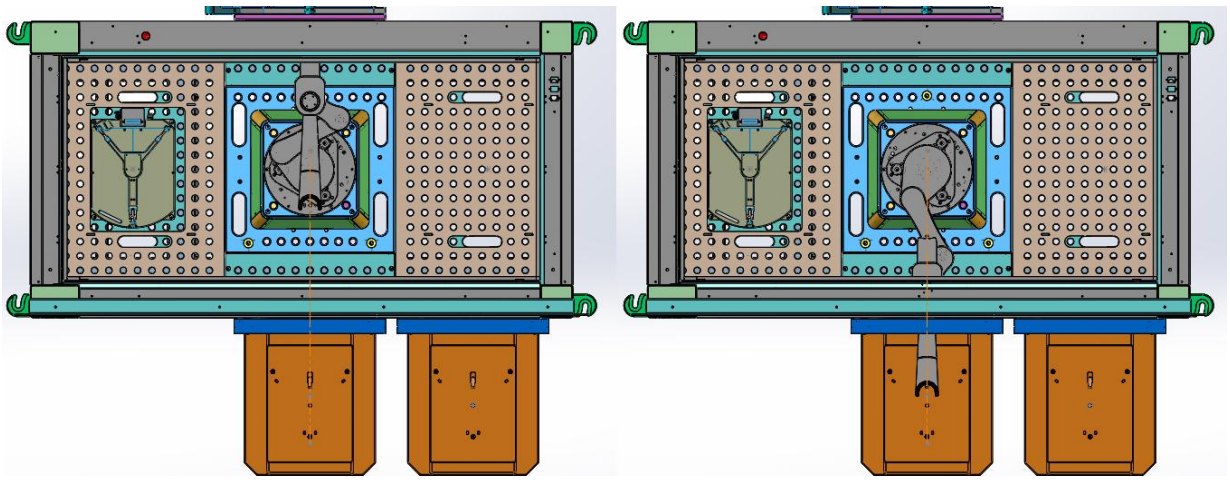
- позициониране на изпълнителното звено на робота до ключови точки от технологичната машина (фиг.10);
- анализиране на различните конфигурации на робота (фиг.11);
- симулиране на движение на хващача по права линия (фиг.12);
- проверка на достижимост;



Фиг.10. Позициониране на изпълнителното звено до важна точка от машината.



Фиг.11. Анализиране на различните конфигурации (ъгъл на сервиз) на робота.



Фиг.12. Симулиране на движение на изпълнителното звено по права линия.

6. Заключение

В настоящата разработка се предлага подход за моделиране и симулация на движенията на клас *МРПИ*. Целта е изучаването на движенията на роботите и оптимизирането на системите. Тя се постига чрез модифициране на съществуващите 3D модели на *МРПИ*, както и чрез интегрирането им с наличните 3D модели на технологични машини и анализиране на потребителски сценарии. По този начин се създава ефективна система, осигуряваща множество полезни функции, използвайки единствено CAD пакета SolidWorks. Перспектива е създаване на управляващ команден интерфейс и изграждане на връзка между SolidWorks и съществуващи симулатори, използвайки приложно програмния интерфейс на пакета.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Mathia, K. *Robotics for Electronics Manufacturing Principles and Applications in Cleanroom Automation*. Cambridge University Press, 2010

[2] Заманов В., Карастоянов Д. и Сотиров З., *Механика и управление на роботите*, София, 1993

[3] Brumson, B., *Robots and Vision for Semiconductors and Electronics Manufacturing*, 2012
http://www.robotics.org/content-detail.cfm/Industrial-Robotics-Industry-Insights/Robots-and-Vision-for-Semiconductors-and-Electronics-Manufacturing/content_id/3806

[4] *Genmark Automation, Inc. Atmospheric Products.*
http://www.genmarkautomation.com/products/tool-automation/atmospheric.html

[5] *SolidWorks Help – Introduction to Motion Studies.*
http://help.solidworks.com/2014/English/solidworks/motionstudies/c_introduction_to_motion_studies.htm

Автори: Николай Братованов, студент маг. инж., специалност Компютърно проектиране и технологии в машиностроенето, Технически Университет-София, E-mail address: *nbratovanov@gmail.com*; Владимир Заманов, доц. д-р, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vzamanov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Резензент:** доц. д-р Иван Аврамов

КОНЦЕПТУАЛНО ПРОЕКТИРАНЕ И ПРОТОТИПНО РАЗВИТИЕ НА МЕХАТРОННИ МОДУЛИ ЗА МАШИНА - АВТОМАТ, ПОДГОТВЯЩА РЕЦИКЛИРАНЕТО НА ОПАКОВЪЧНИ БУТИЛКИ И ТЕЧНОСТНИ МИНИ КОНТЕЙНЕРИ
(Част 1 - проектиране на мехатронни модули)

Никола Ценов, Иван Аврамов

Резюме: *В две части на доклада, накратко се представя актуална мехатронна задача, свързана с концептуалното проектиране и техническото развитие на основните мехатронни модули от един иновативен експериментален прототип на машина-автомат, подготвяща рециклирането на опаковъчни алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни мини контейнери, разпространени в хранително-вкусовата и пивоварната индустрии. Описват се някои от по-интересните за практиката целеви задачи от механично, електронно-управляващо и сензорно-информационно физическо естество, които технически са реализирани като автоматизирани циклични операции, необходими при подготовката на процеса «рециклиране на опаковъчни материали».*

Ключови думи: *машина-автомат, мехатроника, мехатронни модули, концептуално проектиране, рециклиране, алуминиеви бутилки, пластмасови мини контейнери.*

CONCEPTUAL DESIGN AND PROTOTYPE DEVELOPMENT OF MECHATRONIC MODULES FOR MACHINE - AUTOMATIC, PREPARING RECYCLING OF PACKAGING BOTTLES AND SMALL LIQUID CONTAINERS
(Part 1 - mechatronic modules design)

Nikola Tzenov, Ivan Avramov

Abstract: *A current mechatronic task of conceptual design and technical development of the main mechatronic modules of innovative experimental prototype for machine - automatic in preparation for the recycling of aluminum packaging and plastic bottles and liquid small containers, widespread in food and brewing industry is briefly presented in the two parts of the report. Some of the more interesting for target practice tasks of mechanical, electronic control and sensor information physical nature, which technically are implemented as automated cyclic operations required in the preparation process of "recycling of packaging materials", are described.*

Keywords: *machine-automatic, vending machine-automatic, mechatronics, mechatronic modules, conceptual design, recycling, aluminum bottles, plastic mini containers.*

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Увод - актуалност, основни термини и кратки исторически бележки

Специализираните **М**ашини–**А**втомати **(М-А),** предназначени за *подготовка и рециклиране на алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни мини контейри,* принадлежат най-общо към техническите изделия от групата на „*твърдата автоматизация от дискретен тип*" [1],[2]. В сегашния високотехнологичен свят, М-А са наричани още *автоматични машини*, или по-кратко «*автомати*», въпреки че някои автори от държавите в Средна и Източна Европа, предпочитат да ги наричат с двата тематично свързани термина ***«машини –автомати».*** Към тази двусловна терминология, ще се придържаме и ние, базирайки се и на някои авторитетни български източници [3],[4]. От гледна точка на *съвременната роботика и мехатроника*, голяма част от сегашните М-А съчетават в себе си редица модерни принципи, идеи, елементи и технологии, характерни повече за „*програмируемата дискретна автоматизация*", или още за т. нар. „*гъвкава дискретна автоматизация*" [1],[2],[3],[4]. Забелязва се, че модерните прототипи на М-А от разглеждания клас, се доближават до някои разновидности на *специализираните и специални роботи* [3],[4]. Тези нови моменти в развитието на *съвременната дискретна автоматизация, роботизация и разработването на нови поколения от автоматизираща техника*, определят проектанския процес като *интегративна и креативна инженерна задача,* подходяща за прилагане на *подходите и методите на съвременната мехатроника* [5],[6],[7],[8],[9]. Това е характерно в по-голяма степен за *първата концептуална* и за по-следващата, *експериментално - прототипна фаза*, като двете фази, са несъмнено *мехатронно предопределени* и много често, те са още и *модулно обособени* [5], [6].

Принципно погледнато, всяка една *М-А за подготовка на рециклиране на опаковки* от областта на хранително-вкусовата и пивоварната промишленост, функционално наподобява една *вендинг М-А за кафе, напитки или храни* [11], [12],[13],[16],[20], с отличителната разлика, че тези интересни М-А, работейки в автоматизиран цикъл, събират разделно и подготвят за рециклиране по-голямата част от опаковъчните продукти (например: пластмасови и стъклени бутилки, алуминиеви течностни мини контейнери и др.), и в замяна на това, те връщат на клиентите някакъв вид възнаграждения. За стимулиране и постигане на *максимална събирателна способност* на тази «*специфична отпадъчна скраб*», се използват М-А за рециклиране «тип **RVM's** » (от английски - **R**everse **V**ending **M**achines) [10],[11],[12],[13],[14]. При течностните метални мини контейнери, е възприето да се използва термина "*кен*", или "*кенче*", което произлиза от английския термин "*beverage can*", т.е., става въпрос за метален контейнер, който се използва за съхранение на газирани безалкохолни и алкохолни напитки, чайове, кафета, плодови сокове, енергийни напитки и др. Тези «*метални кенчета*» се изработват от *алуминиева сплав* (около 75% от световното производство на подобни кенчета) и също така, от калаена сплав и стомана (около 25% от световното производство). В тази насока, интерес представлява и следния количествен факт: световното производство на всички видове метални кенчета, годишно възлиза на около 475 милиарда броя, като 52 милиарда годишно се произвеждат само в Европа. Изброените по-горе факти, подчертават и под-

силват актуалността и практическата полза от провеждането и представянето на настоящата техническа иновация.
Използването на М-А за подготовка на рециклирането на празни бутилки и/или на мини контейнери, налага необходимост от разпознаване на опаковката на един наистина специфичен търговски артикул, а чрез събраните за него данни, допълнително обработени от микроконтролер, по логически път се отговаря на въпроса: *дали продуктът за рециклиране, присъства в основната база от данни, или не присъства*. Отговаря се още и на един втори важен въпрос: *дали започналия подготвителен процес, следва да продължи към следващия етап на компресирането и съхранението на обектите за рециклиране.* Ако успешното разпознаване на отпадъчните обекти, по редица причини не е било реализирано, те задължително се връщат обратно на клиентите. Предимно на специалистите, работещи в областта на настоящата тема, е известно още, че основният ключов модул, реализиращ разпознаването на отпадъчните обекти, е т. нар. «*UPC бар-код скенер*». При последните поколения на М-А за подготовка на рециклирането на празните бутилки и/или на мини контейнери, в етапа на разпознаването на тези обекти се използват още специализирани видео камери и съответен софтуер, както и специализирани видео сензори и също така други допълващи техники, подобряващи и ускоряващи процеса на разпознаването.
В исторически план, може да се отбележи, че, *първият патент на М-А за връщане на стъклени бутилки*, е направен през 1920 г. в САЩ, а *първата работеща* М-А *за връщане на бутилки,* е конструирана от Wicanders - *Швеция* и тя е била използвана в края на 50-те години. През 1962 г., *специализирана М-А за връщане на бутилки,* е проектирана от Aage Tveitan и е била произведена в Норвегия от неговата собствена компания, наречена Artur Tveitan ASA [16],[20].
Предварителните ни проучвания показват, че в България не са правени подобни иновативни разработки, но в рамките на Европейски проекти, работят малък брой инсталации на подобни М-А.

2. Цел и задачи на иновативния проект

Настоящият доклад, развит в две последователно свързани части, *цели* да представи накратко, *някои по-интересни елементи от мехатронната интеграция*, включваща резултати от *концептуалната фаза на проектирането* и от по-следващата фаза, свързана *с техническата реализация на основните мехатронни модули и системи,* изграждащи *иновативен прототип на М-А за подготовка при рециклиране на опаковъчни бутилки и течностни мини контейнери*. Чрез настоящия иновативен проект, респ. чрез настоящия научен доклад, се описват и анализират някои от по-интересните за практиката управляващи целеви задачи (от електро-механично, електронно-управляващо и сензорно–информационно физическо естество), които се реализират като високо автоматизирани подготвителни операции, свързани с рециклирането на специфични опаковъчни обекти от хранително-вкусовата и от пивоварната индустрия.
Отбелязваме също така, че основната изследователска, концептуално-проектанска и експериментална дейност, частично отразена в настоящата разработка, първоначално е била разработена от първия автор, в рамките на неговата ус-

пешно защитената през 2013 г. във ФА-ТУ-София, магистърска дипломна работа [10].

В иновативния проект на специализираната М-А, са заложени следните функционално-технически и по-конкретни метрични параметри:

- възможности за сортиране и рециклиране на цилиндрични алуминиеви мини контейнери с обем от 150 ml – до 500 ml, диаметър от 55 mm до 66 mm и височина, от 89 mm до 168 mm;
- възможности за сортиране и рециклиране на цилиндрични пластмасови бутилки с обем от 200 ml до 1500ml, диаметър от 53 mm до 90 mm и височина от 168 mm до 330 mm.

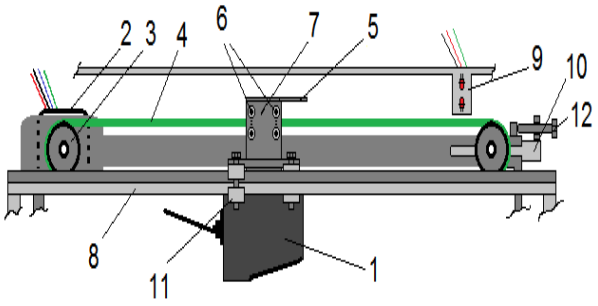
Основните задачи, отнасящи се до *концептуално инженерно проектиране* и *техническата реализация на иновативния прототип* на М-А, се свеждат най-общо до следните кратки формулировки:

- кратко представяне на проведения обзорно-патентен анализ, проследяващ генезиса и състоянието на проблема и на възприетия подход за концептуално и проектно - техническо решение на задачата;
- кратко представяне на отделни резултати от проведения инженерен анализ на възприетия за реализация рационален вариант за основните мехатронни системи и модули на иновативната М-А, и по-конкретно, на електро-механичната конструкция и основните механизми, вкл. задвижването на иновативната М-А, управляващия и сензорен хардуер и съответните програмно - логически и комуникационни компоненти;
- кратко представяне и демонстриране на основната част от инженерните реализации на мехатронните модули, включени в иновативния експериментален прототип и на резултатите след неговото *«асемблиране и инженерно оживяване”*, предварително оценяване на постигнатите резултати и формиране на перспективни виждания за подобрения и бъдещо развитие.

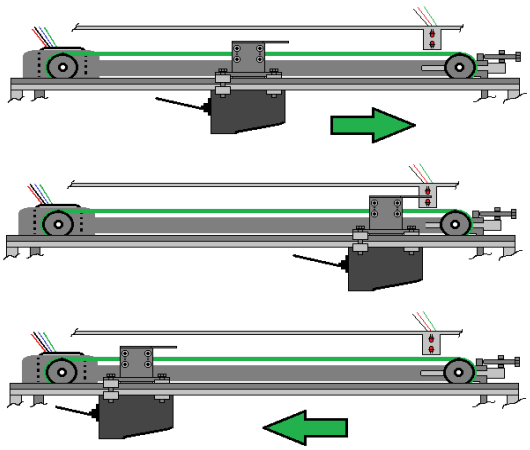
3. Концептуално представяне на структурата и функциите на основните мехатронни модули

3.1. Сканиращ мехатронен модул

Сканиращият мехатронен модул е представен в концептуален схематичен поглед на фиг.1-а и фиг.1.-б, съгласно означенията, както следва: модул-баркод скенер (1), монтиран върху планката (7), релсова основа (8), закрепена чрез лагерни колелца (11), по която релсова основа се движи модула - баркод скенер. Задвижването на модула става чрез стъпковия двигател (2) и шайбата (3) с U образен канал, предназначен за поместване на ремъка (4), върху който се фиксира планката (7) чрез притягащите скоби (6), фиксиращи ремъка и подвижната планка. Върху планката има и едно допълнително ухо (5), което служи за репер на позицията на модула, отчитана от инфрачервения сензор (9). Обтягането на ремъка (4) става чрез подвижния профил (10), който издърпва ролката, чрез допълнителното навиване на болта (12).



Фиг.1.-а. Концептуален схематичен поглед към *сканиращия мехатронен модул*.



Фиг.1.-б. Концептуален схематичен поглед към *системата на задвижване* на *сканиращия мехатронен модул.*

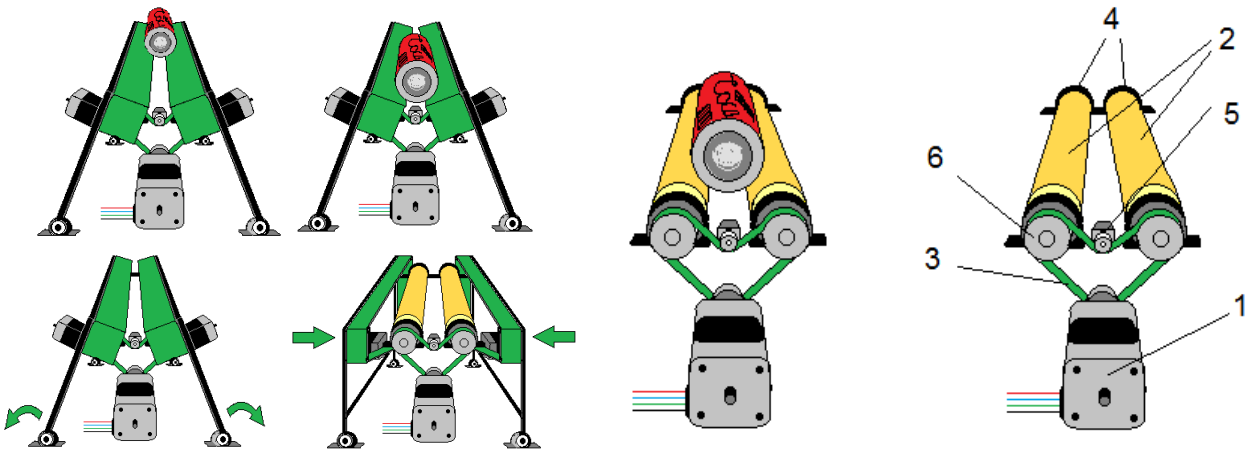
3.2. Основен транспортен мехатронен модул

Основният транспортен мехатронен модул, който е един от най-важните модули на иновативната М-А, включва в своята кинематична структура *комбиниран механизъм* (лостово–лентово-ролков). Този механизъм реализира пространственото преместване на цилиндричните обекти по две ортогонални оси: основно преместване по надлъжната им ос и допълнително преместване на обектите по тяхната напречна ос (вж. фиг.2.-а). Това е необходимо за осигуряване на двете необходими основни движения на обекта: основно ротационно-транслационно предвижване на обекта между ролките, получено чрез еднопосочните ротации на двете ролки и съчетано с допълнителни ротационни движения за неговото ориентиране и преориентиране.

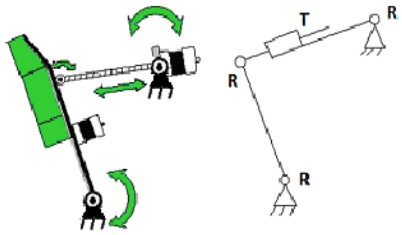
Както се вижда от фиг.2.-а, основната част на този модул е съставена от две въртящи се транспортни ролки (2), които са захванати за основата чрез лагерните планки (4), така, че да позволяват на тези две ролки да се завъртат свободно около своите оси.

Върху транспортните ролки са монтирани и зъбни ремъчни ролки (6), които се задвижват от един стъпков мотор (1), с помощта на плоския ремък (3), обтегнат чрез една допълнителна пасивна ролка (5). Посоката на завъртане на двете транспортните ролки е еднаква, тъй като се цели, обектът поставен между тях и предназначен за разпознаване, да може да се завърта около своята собствена надлъжна ос и то в двете посоки.

При еднопосочното завъртане на двете ролки, обектът за рециклиране, чрез ротации се предвижва транслационно в една или в друга посока, като за това негово постъпателно движение, се разчита и на силите на триене. Разстоянието между двете транспортни ролки е фиксирано, а допълнителната пасивна ролка, прибира ремъка към основата, за да освободи пространство за рамената на транспортните ленти.



Фиг.2.-а. Концептуален схематичен поглед към *основния транспортен мехатронен модул* (вкл. *комбиниран лостово – лентово - ролков механизъм*)



Фиг.2.-б. Концептуален схематичен поглед към *допълнителния транспортен мехатронен модул* (вкл. *винтово-лостов механизъм*, респ., кинематично - еквивалентен лостов четиризвенен RTRR *«издърпващо-избутващ»* механизъм.).

3.3. Допълнителен транспортен мехатронен модул, реализиращ функцията «издърпване-избутване»

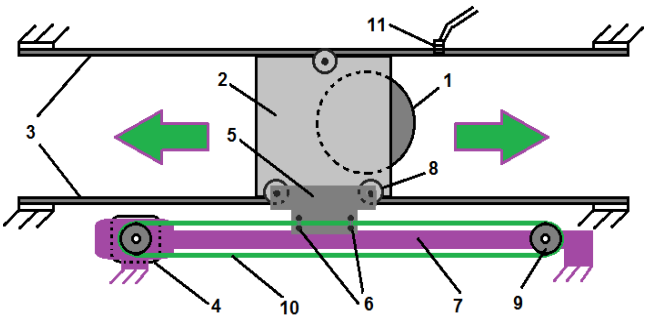
Терминът «*допълнителен транспортен мехатронен модул*», респ. «*издърпващо-избутващ механизъм*», е въведен от авторите на настоящия доклад, като модулът обединява двете необходими допълнителни транспортни движения - *издърпване и избутване*.

Този *допълнителен транспортен модул*, служи да подпомагане работата на основния транспортен модул, като чрез него се реализира затварянето и отварянето на основния транспортен модул по такъв начин, че стъпковият двигател, монтиран на специалната ротираща основа, може в процеса на работа да измести своята ос на ротация в тримерното пространство. Това се реализира чрез включване в кинематичната структура на един нов механизъм (*винтово-лостов)*, чрез който, може да се променя разстоянието между основната ос на стъпковия двигател и рамото на основния транспортен механизъм.

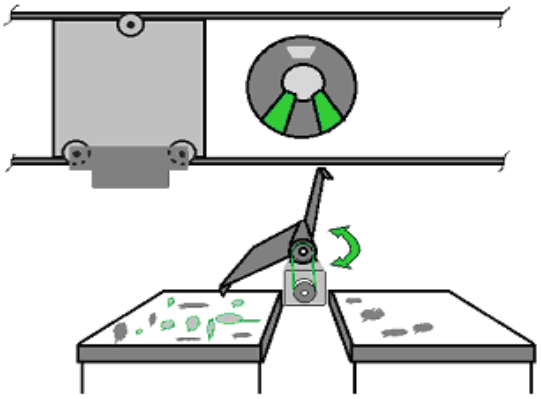
На концептуалната схема от фиг.2.-б, могат да се видят обозначенията на трите основни ротации и на съответната транслация (реализирана чрез използването на винтово-лостовия механизъм), които заедно, определят един кинематично еквивалентен четиризвенен лостов RTRR механизъм, притежаващ като цяло една кинематична степен на свобода.

3.4. Спомагателен интерфейсен мехатронен модул

Терминът «*спомагателен интерфейсен мехатронен модул»,* също е въведен от авторите на настоящия доклад. Модулът в [10] е наречен «*портален механизъм*», въпреки че, този термин е по-малко подходящ. Този модул осигурява връзката (или интерфейса) между други два основни мехатронни модула: сканиращия и модула за компресиране на обектите за рециклиране (вж. още фиг.3.-а). Позовавайки на означенията от фиг.3.-а, може да се забележи, че в края на цилиндричната секция от модула за разпознаване, означена на фигурата като окръжност (1), се освобождава, или блокира достъпа на обектите за рециклиране, посредством логическо управление на мобилната порта (2), фиксирана между водещите релси (3) с каналните ролки (8).



Фиг.3.-а. Концептуален схематичен поглед към *интерфейсния мехатронен модул.*



Фиг.3.-б. Концептуален схематичен поглед към *мехатронния модул за разделно сортиране.*

Мобилната порта (2) се задвижва от ремъчно-ролков механизъм (7), състоящ се от стъпков мотор (4) и носещи ремъчни ролки (9), обхванати от ремъка (10). Кинематичната връзка между ремъка (10) и мобилната порта (2), е реализирана чрез междинна планка (5) и притягащите скоби (6). Отправната базова позиция на мобилната порта се следи програмно от електронния сензор за крайно положение (11), който подава цифров сигнал към микропроцесора.

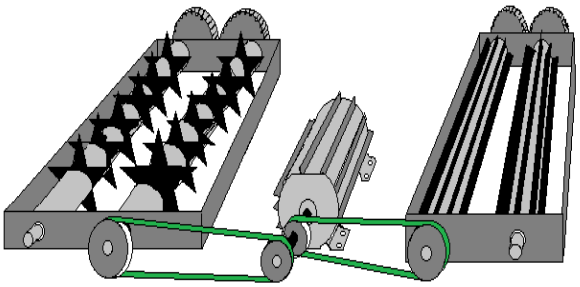
3.5. Мехатронен модул за «разделно сортиране» на разпознатите обекти

Този мехатронен модул е разположен под вратата на *спомагателния интерфейсен мехатронен модул*, като чрез него се осигурява достъпа на разпознатите за рециклиране обекти до разделно сортиращия мехатронен модул (вж. фиг.3.-а и фиг.3.-б). Когато обектът за рециклиране е разпознат като присъстващ в базата данни, то чрез *спомагателния интерфейсен мехатронен модул* се отваря вратата и се осигурява достъпа на разпознатия обект в следващата фаза на процеса. Следва предвижването на обекта през отвора чрез транспортните ленти и така той попада в обсега на следващия модул за *«разделно сортиране».* На фиг.3.-б, в схематичен поглед, е представена като цяло концепцията на модула за разделно сортиране на разпознатите обекти. Модулът е със сравнително проста кинематична структура, като той включва основна ротираща ролка, върху която е заварена избутващата планка с два клона (изработена от стоманена ламарина),

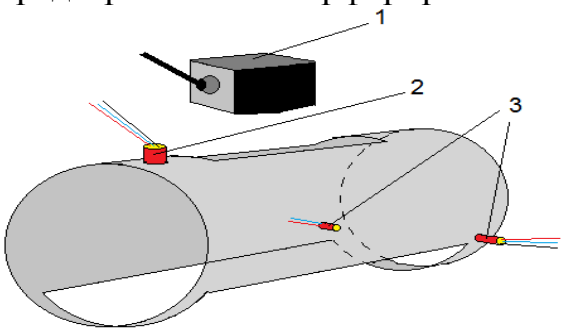
чиито два клона са дефазирани на 120^0. Тази двуклонова избутваща планка извършва ограничено по ход въртеливо движение около неподвижна си ос, като при своето завъртане, планката допуска две крайни приложения. Завъртането на ротиращата избутваща планка се реализира чрез ремъчна предавка и стъпков електродвигател. Посоката на завъртането на избутващата планка се определя от получената информацията за обекта, която процесора обработва и изпраща към модула за разделно сортиране. На базата на информацията за обекта, планката се завърта (преориентира) в една от двете нейни възможни крайни положения, като по този начин, обектът попада или в дясната, или в лявата лентова транспортна система, т.е., реализира се *процесът на качествено сортиране на обектите по зададен признак*.

3.6. Мехатронен компресиращи модул (компактор)

Модулът е разделен на два клона – *ляв и десен* (вж. фиг.4). *Левият клон* на модула служи за компресиране на отделените пластмасови бутилки, но тъй като е необходимо да се изкара въздуха от тях, те предварително се перфорират.



Фиг.4. Концептуален схематичен поглед към *мехатронен компресиращ модул* (компактор).



Фиг.5. Концептуален схематичен поглед към мехатронен модул «*междинно цилиндрично отделение*».

3.7. Мехатронен предпазен модул «междинно цилиндрично предпазно отделение».

Концептуален схематичен поглед към мехатронния модул, наречен «*междинно цилиндрично предпазно отделение*», е показан на фиг.5. Модулът е конструиран с идеята за реализиране на *задължителната предпазна функция за човека-оператор*, характерна за този клас М-А. Реализира се «*своеобразен предпазен щит - капак*», който отделя вътрешните механични и електрически елементи на М-А от човека - оператор. Сканиращият модул (1) се намира в горната част на проходното отделение. Към този модул са монтирани също така и един обемен сензор PIR (2) и един инфрачервен сензор (3), който се намира във вътрешната част на модула.

4. Заключение

Под формата на кратко заключение към първата част на доклада, ще отбележим, че след първоначално проведеното проучване, опростени компютърни симулации и експерименти с основните мехатронни модули, изграждащи иновационния прототип на М-А, се оказва, че те като цяло изпълняват проектните си задания.

По отношение на функционалността на проектните мехатронни модули, установено беше, че те работят задоволително в експериментални условия, но в реални условия, ще се наложи за част от модулите да се направят някои целесъобразни конструктивни модификации, най-вече с цел, подобряване на бързодействието и безотказната работа на съставните им механизми, имащи повишено натоварване.

В следващата част 2 на доклада, ще бъде представено накратко прототипното развитие и интегрирането на мехатронните модули в структурата на една иновативна М-А.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Stephen J. Derby, *Design of Automatic machinery*, Marcel Dekker, New York USA ISBN:0-82475369-0, 2005

[2] Hendry A.W.,_B.P._Sinha, S.R. Davies, *Design of Automatic Machinery*, 2004 ISBN: 0-8247-5369-0

[3] Константинов, М., Вригазов, А., Станчев, Е., Неделчев И., *Теория на механизмите и машините*, Основи на теорията на машините-автомати - глава 16, 469-489 стр.,Техника, София, 1980, 534 стр

[4] Гълъбов В., *Синтез на механизми в робототехниката*, Издателство на ТУ-София, 1992, 263 стр.

[5] Konstantinov M., *Mechatronics in Robotics*, In: Proceedings of the 7-th CISM-IFToMM Symposium on Theory and Practice of Robot and Manipulators, RoManSy 7, Paris, Hermes, 1990, pp. 252-263

[6] Galabov V., Michailov V., Avramov I., *Mechatronic Specification of the Basic Problems of Synthesis and Kinematic Control of Mechanisms in Spesial Robots*, Machines Mechanics, 1996, No14, pp. 94-101 (in Bulgarian).

[7] Avramov I., Michailov V., Galabov V., *Computer Aided Design of Mechanisms, Based on Some Mechatronics Ideas*, In Mechatronics: The Basis of New Industrial Development, Ed. M. Akar, Joint Hungarian-British Mechatronics Conference, Computational Mechanics Publications, Budapest,1994, pp. 451-460

[8] Galabov V., Slavkov V., Slavov G., Savchev Sv., *Mechatronic Approaches for Functional Structural Synthesis of Mechanical Systems for Industrial Robots*, Cybernetics and Information Technologies, Vol 13, No 4, BAS, Sofia, 2013, pp. 74-94

[9] Galabov V., Structural – Metric Synthesis of Mechanisms, Dissertation, Technical University of Sofia, Sofia, 1998, 491 p.

[10] Ценов, Н., *Проектиране на експериментален прототип на машина-автомат за разделно сортиране и подготовка на рециклиране на алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни контейнери,* дипломна работа - магистър, специалност Автоматика, информационна и управляваща техника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, м. Септември, 2013 г., стр. 69

- **Интернет сайтове**:

[11] *http://tomra.com/en/solutions-and-products/collection-solutions/reverse-vending*

[12] *http://www.envipco.com*

[13] *http://www.reversevending.co.uk/*

[14] *http://www.wincor-nixdorf.com/*

[15] *https://www.envirobank.com.au/*

[16] *http://www.wikipedia.com*

[17] *http://www.arduino.cc*

[18] *http://www.tracopower.com*

[19] *http://www.honeywell.com*

[20] *http://www.freepatentsonline.com*

Автори: Никола Ценов, маг. инж. докторант по програма "Роботи и манипулатори", катедра АЕЗ, секц. Роботика, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *nikcenov@gmail.com*; Иван Аврамов, доц. д-р**,** катедра АЕЗ секц. Роботика, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *iavramov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р В. Заманов

КОНЦЕПТУАЛНО ПРОЕКТИРАНЕ И ПРОТОТИПНО РАЗВИТИЕ НА МЕХАТРОННИ МОДУЛИ ЗА МАШИНА - АВТОМАТ, ПОДГОТВЯЩА РЕЦИКЛИРАНЕТО НА ОПАКОВЪЧНИ БУТИЛКИ И ТЕЧНОСТНИ МИНИ КОНТЕЙНЕРИ
(Част 2 - прототипно развитие и интегриране на мехатронните модули)

Никола Ценов, Иван Аврамов

Резюме: *Втората част на доклада е естествено продължение на първата, като акцентът тук е върху прототипно развитие на мехатронните модули и интегрирането им в структурата на иновативната машина - автомат. Обръща се внимание върху цялостното асемблиране на модулите в един иновативен експериментален прототип на машина-автомат, подготвящ рециклирането на опаковъчни алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни мини контейнери, разпространени в хранително-вкусовата и пивоварната индустрии.*
Ключови думи: *машина-автомат, вендинг машина-автомат, мехатроника, мехатронни модули, концептуално проектиране, рециклиране, алуминиеви бутилки, пластмасови мини контейнери.*

CONCEPTUAL DESIGN AND PROTOTYPE DEVELOPMENT OF MECHATRONIC MODULES FOR MACHINE - AUTOMATIC, PREPARING RECYCLING OF PACKAGING BOTTLES AND SMALL LIQUID CONTAINERS
(Part 2: prototype development of mechatronic modules and their integration)

Nikola Tzenov, Ivan Avramov

Abstract: *The second part of the report, which is a natural extension of the first, emphasis on the prototype development of mechatronic modules and their integrating in the structure of the innovative M-A . An overall assembly of the modules in an innovative experimental prototype machine- automatic preparing recycling of aluminum packaging and plastic bottles and containers Liquid mini distributed in the food and brewing industries is carried out.*
Keywords: *machine-automatic, vending machine-automatic, mechatronics, mechatronic modules, conceptual design, recycling, aluminum bottles, plastic mini containers.*

1. Увод - част 2

Във втората част на доклада, се проследяват следващите много важни етапи от техническото развитие на концептуално проектираните мехатронни модули, накратко представени в предишната първа част на доклада [1], както и частично

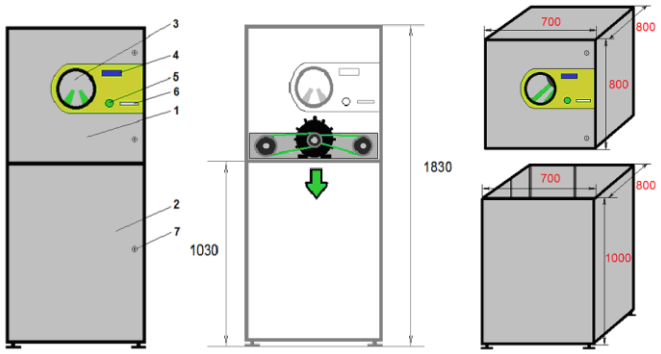
© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

в [2]. Задачата се осъществява в рамките на реализиране на по-голямата идея за създаване и експериментиране на иновативен прототип на **М**ашина-**Автомат** тип «вендинг" (**М-А - Vending**), подготвящ рециклирането на опаковъчни алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни мини контейнери, разпространени в хранително-вкусовата и пивоварната индустрии [1],[2],[3]. В тази част на доклада, се конкретизират и някои от по-интересни за практиката задачи от механично, електронно-управляващо и сензорно–информационно физическо естество, които технически се реализират като автоматизирани циклични операции, необходими при подготовката на процеса «рециклиране на опаковъчни материали». В рамките на общото заключение, се дават някои полезни за практиката изводи. Като цяло, извършената проучвателна, проектантска и иновативна работа, може да се оцени като успешна, въпреки че няма категорично мнение, че са постигнати оптималните, или поне най-рационалните решения.

2. Цялостно концептуално представяне на прототипната М-А

Общото разположение на двата съставни функционални мехатронни модули, предназначени за иновативната М-А, вкл. разположението на панелите „интерфейсен" и „информационен", е показано на фиг.1. Иновативният прототип на М-А е проектиран по такъв начин, че да е възможно по-лесното транспортиране на двата основни съставни модула: *горен модул* (1) и *долен модул* (2), които да могат да се разглобяват и пренасят самостоятелно.



Фиг.1. Концептуална схема за разположението на двата основни мехатронни модула от прототипната М-А.

В *горния основен модул* (1) на М-А, са разположени всички съставни мехатронни модули, механизми и елементи, предназначени за разпознаване, сортиране и компресиране на обектите за рециклиране, вкл. микропроцесорното управление и по-голямата част от сензорите, драйверите и захранването.

В *долния основен модул* (2), са поместени двата събирателни контейнери за разделното сортиране на обектите, като към тях са монтирани и два ултразвукови сензора, следящи нивото на запълването им и изпращащи сигнали към микропроцесора.

Също така, с цел осигуряване на безопасната работа на М-А, е предвиден един механичен сензор за следене на състоянието на вратата. Съединяването на двата основни модула в общат компановка на иновативната М-А, става посредством закрепващи фиксиращи болтове. За по-голяма сигурност и безопасност при експлоатацията и осигуряването на специализиран достъп, е предвидено, модулите

да се заключват, като основният горен модул на М-А, е подсигурен с двойно заключване, чрез ключалки, разположени в горния и долния десен ъгъл, докато долният модул се заключва само с една ключалка (7). Интерфейсният панел включва още входния отвор (3), откъдето постъпват обектите, информационния дисплей (4), който показва текущата информация от процеса на работата на М-А, като процесът по всяко време може да бъде прекратен или финализиран от човека-оператор, което става чрез бутона (5), след което следва задействане на принтера (6), издаващ регистрационен документ.

Механичната конструкция на иновативната М-А е проектирана с габаритни размери 700 x 800 x 1830 mm, като тя е съставена от две основни части (наричани от нас «мехатронни модули»), като основните механични и управляващи компоненти, се намират основно в горния модул. Може да се каже още, че в него е поставена почти цялата механична и електрическа система, като всички устройства и части, са разположени по такъв начин, че да балансират статично проектираната М-А. В тази връзка, може да се почертае, че в горния модул на М-А се намира и компактора, или т. нар. компресиращ модул, който е разположен централно под всички модули и механизми, тъй като това е модулът с относително най-голямо собствено тегло.

Като цяло, проектната М-А е с относително високо разположен център на тежестта, тъй като конструктивно, това се налага от изискванията за постигане на оптимален човеко–машинен интерфейс, осигуряващ удобство за работа на човека-оператор (напр. оптимално разположение на управляващите функционални бутони, около и под нивото на очите, характерни за средно висок човек). Конструкцията на долния модул на М-А има предимно носещи функции и тя е проектирана като една устойчива конструкция на случайно възникващи вибрации и също така, с възможности да понася без значими деформации и счупвания, силата на теглото, породено от присъствието на горния модул.

3. Функционално и модулно обособени технически системи от мехатронен тип на прототипната М-А

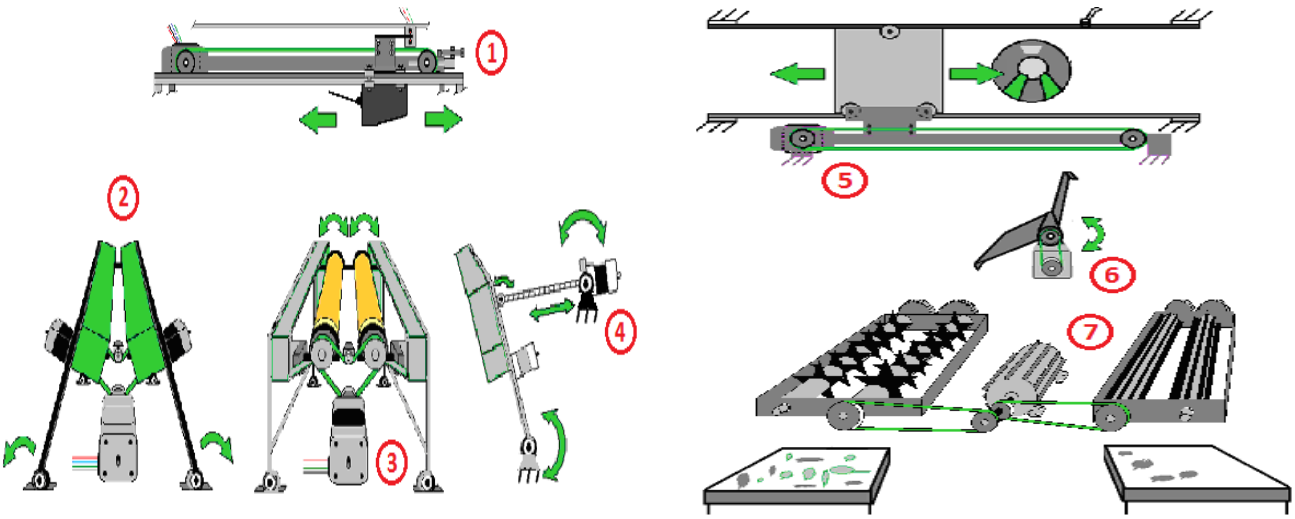
Иновативната М– А, в детайлен план може да се раздели условно на няколко по-големи, или по-малки, *функционално и модулно обособени технически системи от мехатронен тип*, наричани още «*мехатронни модули*». Тези мехатронни модули, в повечето от случаите, съчетават в себе си не само електро-механични задачи, но включват още и значителни ресурси от електронно-управляващо и сензорно-информационно физическо естество, което подсказва на инженерите-проектанти, че основните белези на една реална *хибридна функционалност от мехатронен тип,* са налични, и това обстоятелство следва да се използва още в първата, концептуална проектанска фаза.

В концептуален план, детайлизиран и в съдържателен смисъл, иновативната М-А включва следните *две основни технически системи от мехатронен тип* (вж. фиг.2 по-долу):

- ***мехатронна система 1,*** предназначена за разпознаване на обектите за рециклиране;

- ***мехатронна система 2,*** осигуряваща достъпа на разпознатите обекти в работната зона на тяхното сортиране и подготовката им за рециклиране.

Мехатронната система 1 има отношение към задачата за разпознаването на обектите за рециклиране. Тази система е условно разделена на следните по-малки, но функционално много важни *мехатронни модули*: *модул 1* - баркод сканиращ, *модул 2* - ротационен ролков механизъм, *модул 3* - транспортен модул и модул 4 *–допълнителен транспортен модул* включващ в своята кинематична структура един *винтово-лостов механизъм*, наричан в [10], *«издърпващо-избутващ»* механизъм (вж. още фиг.2.-а по-долу)**.**



Фиг.2. *Концептуален схематичен поглед към мехатронна система 1*, осигуряваща достъпа на разпознатите обекти в работната зона за тяхното сортиране и подготовката им за рециклиране. **Фиг.2.-а.** Разпознаване на обектите за рециклиране. **Фиг.2.-б.** Сортиране и подготовка на обектите за рециклиране.

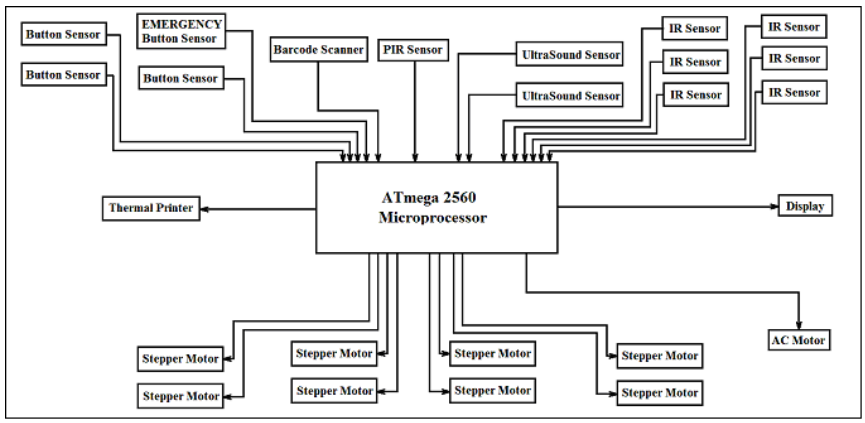
Мехатронната система 2, осигурява достъпа на разпознатите обекти в работната зона за тяхното сортиране и подготовката им за рециклиране. Тази система се състои от следните по-малки, но също така много важни *мехатронни модули*: модул 5 - интерфейсен, модул 6 – сортиращ и модул 7 - компресиращ обектите за рециклиране – 7 (вж. още фиг.2.-б по-долу).

3.1. Технически решения за съхранение на обектите за рециклиране

В долния модул на автомата, са предвидени два отделни контейнера, като в единия контейнер (2) се съхранява само пластмасовите опаковки, а в другия (3), се съхраняват алуминиевите мини - контейнери. Всеки от контейнерите е мобилен и оборудван с колела и с допълнителни сензори за следене на нивото на суровината за рециклиране.

3.2. Примерна блок-схема на управляващия модул на прототипната М–А

Реализираното микропроцесорно управление на иновативната М-А, използва минимум 14 входа за сензорно четене и минимум 11 цифрови изхода, схематично показани на фиг.3.



Фиг.3. Блок схема на управляващия модул, вкл. достъпни входове и изходи**.**

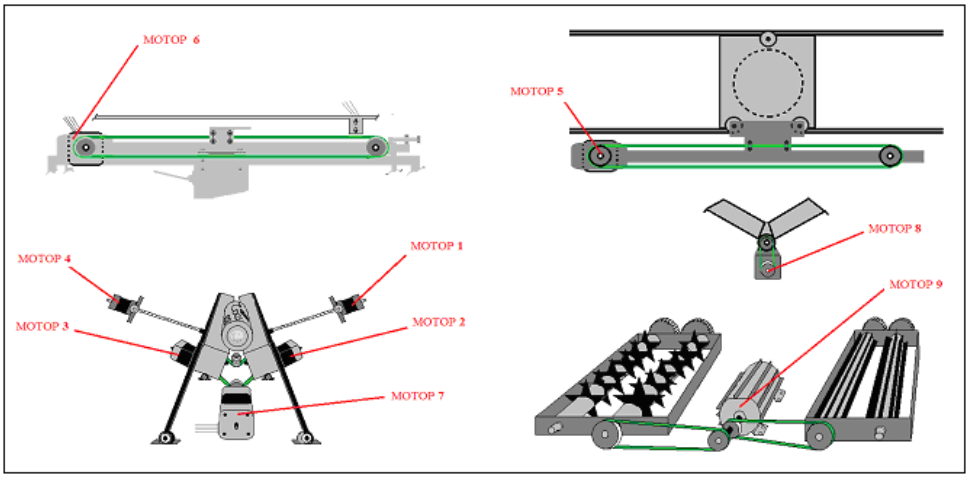
3.3. Нагледно представяне на системите за задвижване, управление и сензориране за прототипната М-А

Отбелязахме по-горе, че системата за управление на отделните входове и изходи на микропроцесора, се състои от 14 аналогови входа и 11 цифрови изхода. Системата за задвижване на отделните мехатронни модули и механизми, се управлява програмно от процесора в една строго определена циклична последователност. Всеки от електродвигателите (наричани по-долу за кратко «мотори»), е означен със собствен номер. Така например, МОТОР 1 задвижва дясното рамо на странично движещия механизъм, заедно с МОТОР 4. МОТОР 2 и МОТОР 3, задвижват основният транспортен модул, съответно транспортната лента, отдясно и отляво. Интерфейсният модул, се задвижва от МОТОР 5, а модулът на ротационното ролково устройство, се задвижва от МОТОР 7. Сортиращият модул е задвижван от МОТОР 8 и от асинхронния електро двигател, означен като МОТОР 9. Тази подредба и номерация на моторите, се използва и при програмното извикване и задаване на параметрите на използваните променливи.

Сензорите в управляващата система, могат условно да се разделят на следните *три вида*: *основни сензори; спомагателни сензори и сензори за безопасност.*

Основните сензори, вградени в прототипната М-А, са следните:

- СЕНЗОР 1 – IR инициализиращ сензор за дясно рамо на транспортен механизъм.
- СЕНЗОР 2 – Обемен сензор, регистриращ сигнал за стартиране на цикъла.
- СЕНЗОР 3 – IR инициализиращ сензор за отправна позиция на обекта.
- СЕНЗОР 4 – IR инициализиращ сензор за ляво рамо на транспортен механизъм.
- СЕНЗОР 5 – IR инициализиращ сензор за позиция на врата на портален механизъм.
- СЕНЗОР 6 – IR инициализиращ сензор за позиция на механизъм за баркод.
- СЕНЗОР 7 – USB баркод скенер
- СЕНЗОР 8 – IR инициализиращ сензор за позиция на сортиращо устройство.



Фиг.4. Схематичен поглед върху разположението на отделните задвижвания (електродвигатели) за основните мехатронни модули.

Сензори за безопасност:

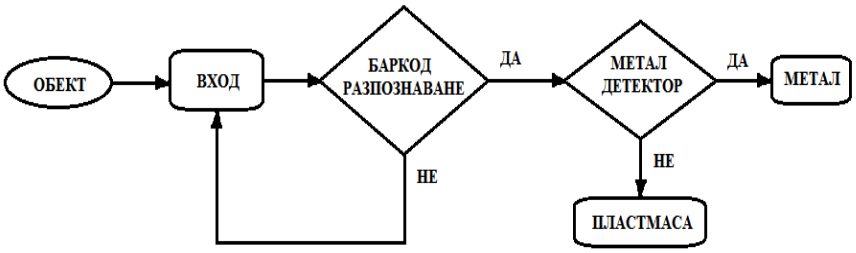
- СЕНЗОР 9 – Авариен бутон за АС мотор
- СЕНЗОР 11 – Бутон - сензор за отворена горна врата на автомата за рециклиране.
- СЕНЗОР 12 – Бутон - сензор за отворена долна врата на автомата за рециклиране.

Спомагателните сензори са следните:

- СЕНЗОР 10 – Бутон - сензор за приключване на рециклирането и стартиране на принтер.
- СЕНЗОР 13 – Ултразвуков сензор за нивото в контейнер 1.
- СЕНЗОР 14 – Ултразвуков сензор за нивото в контейнер 2.

Сигналите постъпващи от сензорите към микроконтролера, също се описват в определена циклична последователност в процеса на работа им, показана на времевата циклограма на основните сензори (вж. фиг.7), като те се отчитат по абсолютна стойност (отбелязваме, че част от IR сензорите работят с инверсна стойност).

Обобщената логическа схема на управлението на процеса на подготовката на рециклирането за прототипната М-А, може да бъде приблизително представена чрез блок-схемата (вж. фиг.5).

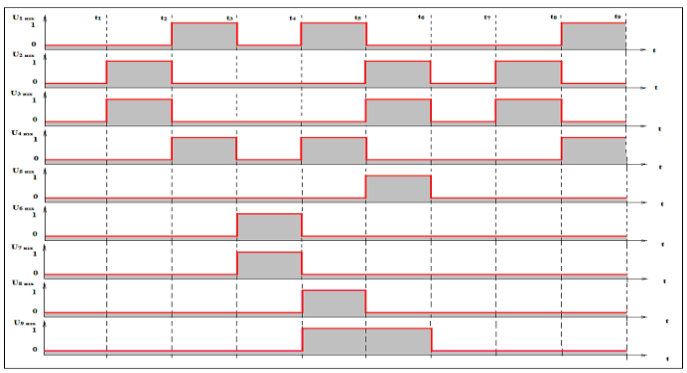


Фиг.5. Логическа блок-схема за управление на процеса на подготовката на рециклирането.

3.4. Времева циклограма на управляващите сигнали на задвижващите мотори

На фиг.6 е показана една примерна времева циклограма на управляващите сигнали, подавани от процесора на STEP и DIR пиновете към драйверите на всеки от моторите. Логическите нива (0/1) на изходите на процесора, са означени с номера от $U_{1\ изх}$ - $U_{9\ изх}$, в зависимост от времето. Приема се още, че в момента t_1 , всички мотори са инициализирани и готови за работа. Приема се, че в момента t_2 , след регистриране на сигнал от сензор, програмата подава логически единици на драйверите, задвижващи МОТОР 2 и МОТОР 3 на транспортните ленти до момента, в който постъпи бутилка или мини контейнер и се регистрира от сензора, инициализиращ позицията на обекта. Приема се също, че в в момента t_3 **,** се подават логически единици на драйверите, управляващи МОТОР 1 и МОТОР 4 от «придърпващия модул», който издърпва лявото и дясно рамо и освобождава обекта, попадащ върху ротационния ролков механизъм. В следващия момент t_4 , се активират драйверите на МОТОР 7 и МОТОР 6, задвижващи стъпковите мотори на ротационния ролков механизъм и този на сканиращия модул. Съвместната работа на двата механизма, спомага за по-ефективното и бързо сканиране на баркода на етикета. След проверка и одобрение за съвместимостта на обекта в текущата база данни, се стартират едновременно в момент t_5, МОТОР 1 и МОТОР 4 , които избутват обратно рамената на основния транспортен модул, като чрез тяхната работа се реализира преплъзване на обекта върху транспортните ленти. Едновременно с тях, се стартира и стъпковия МОТОР 8 на сортиращото устройство, което се ориентира в ляво или дясно от вида на разпознатия обект. В момента t_5, предварително се пуска и АС двигател на компактора.

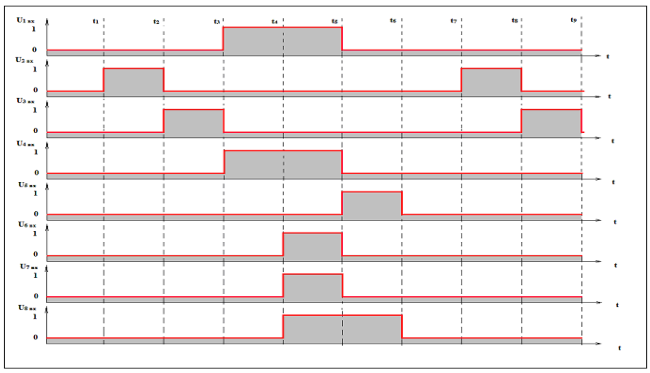
Приема се още, че в в момента t_6, се стартира и МОТОР 5 на интерфейсния модул, който осигурява достъпа към сортиращото устройство и отново се задвижват транспортните ленти чрез работата на МОТОР 2 и МОТОР 3, които предвижват обекта през интерфейсния модул в текущия момент. Стартираният в предходния момент АС двигател, компресира обекта и той пада в контейнера. В следващия момент t_7 , АС двигателят спира да работи. С това завършва и пълния цикъл от движението на обекта в рамките на М-А. В следващите моменти t_8 и t_9 , процедурата се стартира отначало.



Фиг.6. Времева циклограма на логическите сигнали за задвижващите двигатели на М-А.

3.5. Времева циклограма на логическите сигнали от основните сензори

Сигналите постъпващи от сензорите към микроконтролера, също се описват в определена последователност в процеса на работа, показана на времевата циклограма на основните сензори от фиг.7.



Фиг.7. Времева циклограма на логическите сигнали от основните сензори на М-А.

Сензорните сигнали се отчитат по абсолютна стойност, като част от IR сензорите работят с инверсна стойност.

В момента t_1 , всички сензори са инициализирани и готови за работа. В момента t_2 , след регистриране на сигнал, получен от обемния датчик, се стартира процеса. В момента t_3 , постъпва сигнал от сензора за отчитане на крайната инициализираща позиция на обекта.

4. Някои изводи с практическа насоченост

По-важните практически изводи, които могат да се направят до този етап на реализиране на прототипната М-А, накратко са следните:

- При пропускане на режимите за отваряне на основния транспортен модул и стартиране на процедурите за движение на механизмите от сканиращия модул, системата постига сравнително добро бързодействие (от порядъка на 8 секунди), което спестява технологично време на човека оператор.
- Отработването на процедурата за отхвърляне на обекта, е сравнително бърза и ефективна, при условие, че в работната зона на М-А, попадне обект, който не е предварително въведен в базата данни.
- За гарантирането на максимална ефективност на разпознаване на обектите при един пълен цикъл, ще е необходимо да се подобри алгоритъма в трите хода на сканиране на обектите, като за целта се покрие сканирането на цялата повърхност на обекта, с възможно най-малко ходове и съотношение на скоростите на движение на движение на механизмите от сканиращия модул
- Механизмите от сканиращия и от интерфейсния модули, реализирани с ремъчно задвижване, се характеризират с относително добро позициониране, лесна конструкция на изпълнение и много добра ефективност на работа, като при тях се избягва и вероятността за блокиране на механизма.

5. Общо заключение

След първоначално проведените експерименти с иновационния прототип на специализираната М-А, се оказва че, софтуерното управление като цяло изпълнява своето проектно задание, а разпознаването на обектите е сравнително бързо и ефективно. Заложените в концептуалния проект функции, сработват сравнително добре, ползвайки получената от сензорите информацията.

По отношение на функционалността на механичните компоненти от мехатронните модули, установено беше, че М-А работи задоволително добре в експериментални условия, но в реални условия, вероятно ще се наложат някои конструктивни модификации, основно на транспортния модул, с цел, подобряване на бързодействието и безотказната работа на модулите и съставните им механизми, имащи най-високо натоварване.

Оптимистично погледнато, реалната приложимост на иновативната М-А е напълно възможна и навярно, тя е предстояща в рамките на Р. България. Ще са необходими също така, някои неголеми допълнения и корекции в сензорната система и в системата за управление, с цел, подобряване на надеждността, общата защитата и ограничаването на външните фактори, свързани с ограничаване на работата на М-А.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ценов, Н., Аврамов И, *Концептуално проектиране и прототипно развитие на мехатронни модули за машина – автомат, подготвяща рециклирането на опаковъчни бутилки и течностни мини контейнери* (част 1 - проектиране на мехатронни модули), Научни трудове на ТУ-София, Сборник доклади от научна конференция «Автоматика 2015, ФА», Созопол, юни, 2015.

[2] Ценов, Н., *Проектиране на експериментален прототип на машина-автомат за разделно сортиране и подготовка на рециклиране на алуминиеви и пластмасови бутилки и течностни контейнери*, магистърска дипломна работа, р-л доц д-р И. Аврамов, специалност Автоматика, информационна и управляваща техника, профил Роботика, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, м. септември 2013 г., стр. 69.

[3] Stephen J. Derby, *Design of Automatic machinery*, Marcel Dekker,New York USA ISBN:0-82475369-0, 2005

[4] Konstantinov M., *Mechatronics in Robotics*, In: Procceding of the 7-th CISM-IFToMM Symposium on Theory and Practtice of Robot and Manipulators, RoManSy 7, Paris, Hermes, 1990, pp. 252-263.

[5] Avramov I., Michailov V., Galabov V., *Computer Aided Design of Mechanisms, Based on Some Mechatronics Ideas*, Proc. Of Joint Hungarian-British Mechatronics Conference “In Mechatronics: The Basis of New Industrial Development”, Ed. M. Akar, Computational Mechanics Publications, Budapest,1994, pp. 451-460.

[6] Practical Arduino, Jonathan Oxer & Hugh Blemings, ISBN 978-1430224778.

[7] Technical Guide, IF-1245 Interface for Seiko Instruments LTP1245 Printer MechanismModern Digital Electronics R.P.Jane ISBN 978-0-07-340457-8.

- **Интернет сайтове**:

[8] *http://www.freepatentsonline.com.*
[9 *http://www.envipco.com*.
[10] *http://www.reversevending.co.uk/*.
[11] *http://www.wincor-nixdorf.com/*.

Автори: Никола Ценов, маг. инж. докторант по програма “Роботи и манипулатори”, катедра АЕЗ, секц. Роботика, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *nikcenov@gmail.com*; Иван Аврамов, доц. д-р**,** катедра АЕЗ, секц. Роботика, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *iavramov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р В. Заманов

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ НА РОБАСТНИТЕ И ФИЛТРИРАЩИ СВОЙСТВА НА СИСТЕМИ ЗА РЕПЕТИТИВНО УПРАВЛЕНИЕ - част I

Нина Г. Николова, Емил К. Николов

Резюме: *Настоящата разработка систематизира известни методи за робастен анализ при априорна неопределеност и предлага нови методи за анализ на филтриращите свойствата на системи за репетитивно управление на обекти в условията на периодични хармонични смущения. За анализ на филтриращите свойства на репетитивните системи в работата са предложени и приложени за конкретен пример методите за: времеви анализ с „тестови“ периодични въздействия в номинален параметричен режим и честотен* $\alpha_i^{(\omega)}$*-анализ с използване на алгебрична производна.*

Ключови думи: *системи за репетитивно управление, методи за анализ на качеството на системи за репетитивно управление*

METHODS FOR ANALYSIS OF ROBUST AND FILTRATION FEATURES OF REPETITIVE CONTROL SYSTEMS - part I

Nina G. Nikolova, Emil K. Nikolov

Abstract: *The present study systematizes certain methods for robust analysis at priori uncertainty and proposes new methods for analysis of the filtration features of the repetitive control systems under the conditions of periodic harmonic interference. For analysis of the filtering features of the repetitive systems, the following methods have been proposed and applied to a particular example: temporal analysis with "test" periodic impacts in nominal parametric mode and frequency* $\alpha_i^{(\omega)}$ *analysis, using algebraic derivative.*

Keywords: *repetitive control systems, methods for analysis of performance of repetitive control systems*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Репетитивното управление е ефективна стратегия за управление и/или стабилизация на клас технологични обекти. Основите на идеята и на принципите на репетитивното управление са поставени от ***Normey-Rico Julio Elias*** [1], ***Eduardo F. Camacho*** [2], ***Ramon Costa-Castelló*** [3,4], ***Liuping Wang*** [5÷8]**.** Стратегията за репетитивно управление е създадена за постигане на високо качество и максимална ефективност на системи за управлението на обекти, характеризиращи се в експлоатационни условия с наличието на периодични външни сигнални смуще-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ния, чиито параметри (период, честота) са постоянни и предварително известни по стойност на етапа на проектиране на системата. Примери за такъв клас обекти и системи за тяхното управление могат да се систематизират измежду основни технологични величини (като регулируеми променливи), определящи и характеризиращи**:** ▪ разработването и използването на възобновяемите енергийни източници (водната, слънчевата, вятърната, геотермалната енергия и тази които се получава от растителна и животинска биомаса)**;** ▪ процесите в каталитични реактори за пречистване на отработени газове (катализатори)**;** ▪ процесите в тръбни топлообменници**;** ▪ металургични процеси на леене и прокат (валцоване)**;** ▪ процесите в пречиствателни станции на отпадни води с денонощни регулярни вариации на натоварването**;** ▪ процесите в ректификация на суров и на отбензинен нефт**;** ▪ режимите на функциониране на широчинно-импулсно модулирани електронни инвертори; ▪ режимите на функциониране на електронни токоизправители**;** ▪ процесите на записване/четене на ***CD/DVD*** драйвери в компютърната техника и апарати и устройства в звукозаписната и видео- техниката**;** ▪ процеси в мехатронни и робототехнически системи на електромеханична и електро-хидравлична прецизна и автономна техника**;** ▪ режимите на функциониране на хроматографски системи**;** ▪ лапароскопски хирургични процеси, медицинска и хирургическа техника и мн. др**.**

Работата е представена в две неразделно свързани части. Първата от тях включва: въведението, цел и задачи на разработката, постановка на задачата и числен пример, използвани методи за решение, анализ на качеството в номинален параметричен режим и времеви анализ на филтриращите свойства. Втората съдържа разделите за: робастен анализ, честотен $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства с използване на алгебрична производна, анализ на решението, заключение и литература.

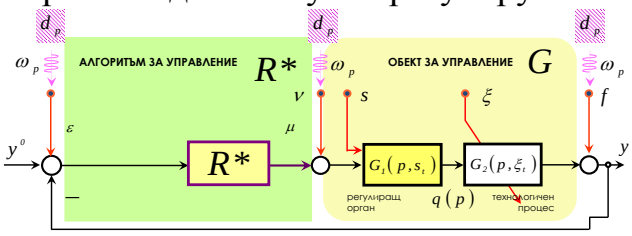
2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ НА РАЗРАБОТКАТА

Целта на настоящата работа е да анализира робастните и филтриращите свойства на системи за репетитивно управление като бъдат предложени ефективни методи за този анализ. Задачите в нейното изпълнение, са: аналитично проектиране на класическа и на репетитивни системи за управление на конкретен обект, сравнителен анализ на качеството в номинален параметричен режим и сравнителен робастен честотен анализ на свойствата на синтезираните системи.

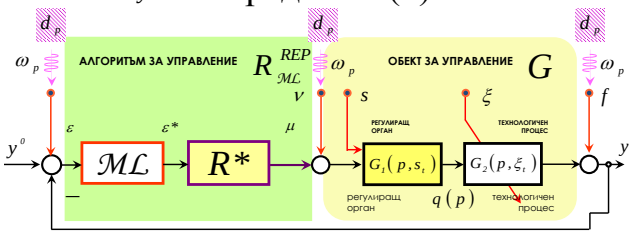
3. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА. ЧИСЛЕН ПРИМЕР

Разглежда се структура (фиг.1) на традиционна (класическа) система с фиксиран алгоритъм за управление R^* на обект G в експлоатационни индустриални условия, където**:** регулаторът $R^*(p) \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*(p)$ е настроен оптимално в контекста на критерия σ към номиналния модел G^* на обекта $G = G_1 G_2$**;** $G^{\blacksquare}$ - смутен на найгорна граница модел на обекта**;** y - регулируема величина**;** y^0 - задание**;** ε - разсъгласуване**;** μ - управление към регулиращия орган G_1**;** q - входна величина към технологичния процес G_2**;** v - смущение по натоварване**;** s - хидродинамично натоварване към G_1**;** ξ - параметрично (структурно) смущение върху G_2**;** f - сму-

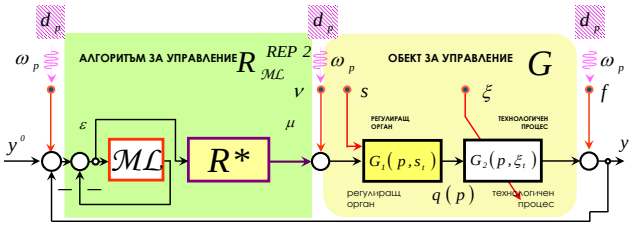
щение по измерване; $d_p = sin(\omega_p t)$- постоянно периодично външно сигнално смущение с предварително известна стойност на честотата ω_p (респ. с период $T_p = 2\pi\ \omega_p^{-1}$). На фиг.1 ÷ фиг.4 ясно са показани външните смущаващи въздействия (y^0, v, s, f), както и вътрешното смущение ξ. Приета е възможно най-тежката ситуация, при която d_p въздейства върху динамиката на системата по всички възможни входове - и по канала на y^0, и по канала на v, и по канала на f. Очевидно за разглеждания случай регулируемата величина y се определя с (1)



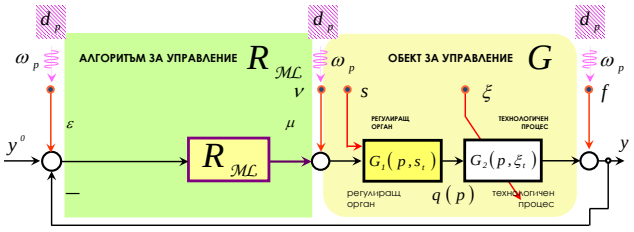
Фиг.1.



Фиг.2.



Фиг.3.



Фиг.4.

$$y(j\omega) = \varsigma\left(y^0(j\omega_P), v(j\omega_P), f(j\omega_P)\right), \quad (1)$$

което определено води до понижаване на качествените показатели на системата (устойчивост, бързодействие и точност). Системите за репетитивно управление (фиг.4) се отличават от „класическите" (фиг.1) по това, че съдържат $\mathcal{ML}$-филтър (контур) с памет (***Memory Loop***), включен в системата по фиг.2 или по фиг.3. Целта на репетитивната структура (фиг.4) е чрез използването на $\mathcal{ML}$-филтри с памет $F_{\omega_p} \hat{=} \mathcal{ML}$ да бъде режетирано (филтрирано, отсечено, максимално редуцирано, демпфирано) влиянието на $d_p = sin(\omega_p t)$ върху регулируемата величина y, респективно влиянието на d_p върху понижаване на качествените показатели на системата (устойчивост, бързодействие и точност), т.е.

$$y(j\omega) \neq \varsigma\left(y^0(j\omega_P), v(j\omega_P), f(j\omega_P)\right), \quad (2)$$

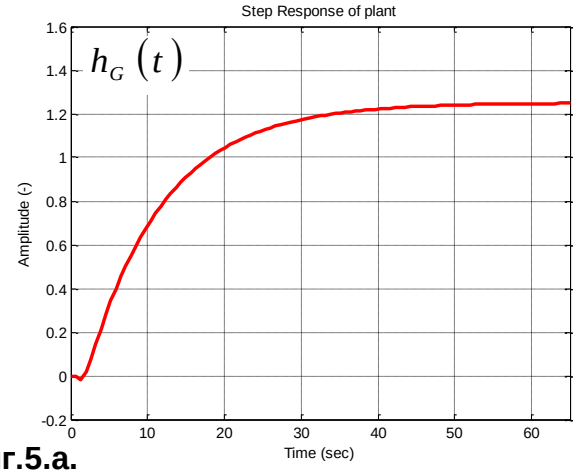
$$R_{\mathcal{ML}}(p) \hat{=} R^*(p)\,\mathcal{ML}(p) \hat{=} R^*(p) F_{\omega_p}(p) \ . \quad (3)$$

Репетитивният регулатор $R_{\mathcal{ML}}$ (състоящ се от базов регулатор R^* и $\mathcal{ML}$-контур) се определя с (3), където $\mathcal{ML}$-филтърът с памет съдържа модел на закъснението e^{-pT_p} и „запаметява" честотата на режетирането ω_p. Функцията му се реализира чрез съответна съставяща върху разсъгласуването ε, благодарение на специфичната му структура като динамична система. В работата се разглежда числен пример, в който ***е необходимо*** да се синтезира репетитивна система за управление (фиг.4) на зададен с (4) обект за управление G (фиг.5) при критерий за оптималност °***критично апериодичен процес***° (σ) при наличието на постоянно действащо периодично външно сигнално смущение d с честота $\omega_p = 0{,}0346\,rad/s$ (5).

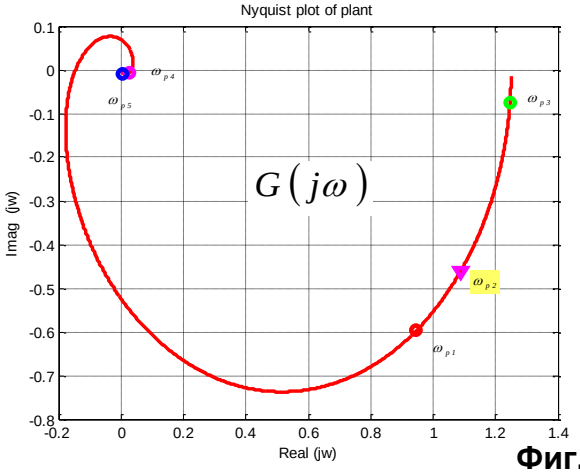
$$G(p) \hat{=} G^*(p) = G_1(p, s_i) G_2(p, \xi_i) = \frac{1.26}{(10p+1)} e^{-3.25p}, \left(s_i(t) = const;\ \xi_i(t) = 0 \right) , \tag{4.a}$$

$$G''(p) = \frac{1.26}{(14p+1)} e^{-5.25p} , \tag{4.b}$$

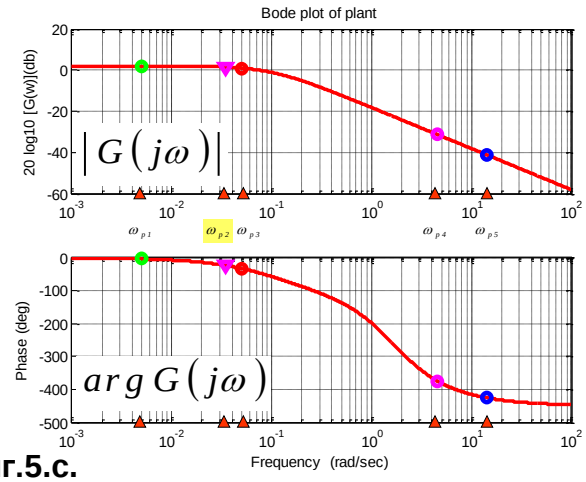
$$d = \sin(\omega_p t) = \sin(0{,}0346t) = const, \left(\omega_p = \omega_{pf} = 0{,}0346\, rad/s;\ T_{pf} = 181{,}595\, s \right) . \tag{5}$$



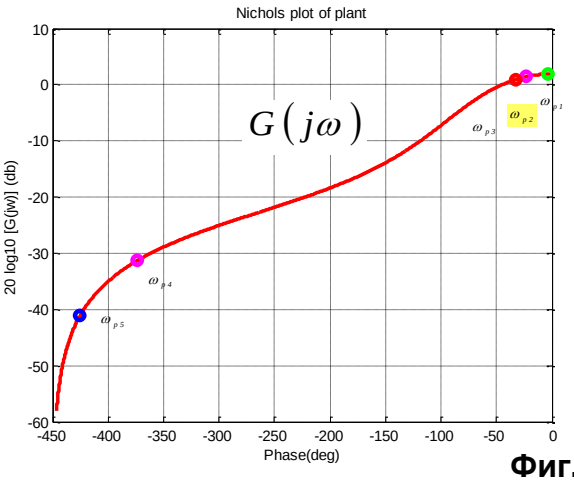
Фиг.5.a.



Фиг.5.b.



Фиг.5.c.



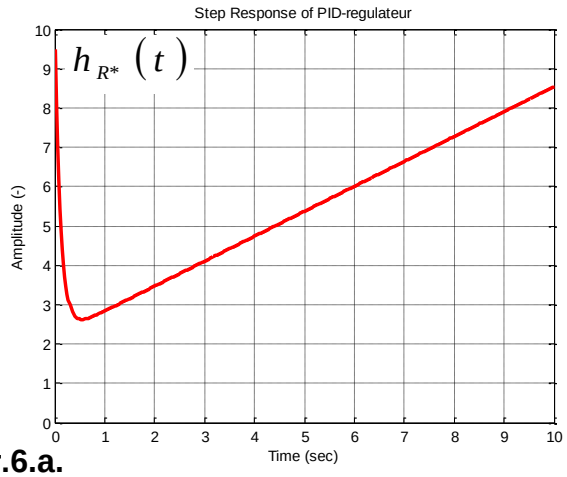
Фиг.5.d.

По предложената в **[9,10,11]** процедура за синтез на репетитивната система и с отчитане на поставените изисквания от началните данни (4)÷(5), решението за синтез се изразява в аналитичното проектиране на базов регулатор R^*, робастен ***MLi***-филтър с памет $\mathcal{M}_L$ и репетитивен регулатор R^{ML}, аналитично представени с (6), (7) и (8). Решението (6)÷(8) е илюстрирано съответно с преходните функции h_i и ***Nyquist-, Bode- и Nichols***-честотните характеристики на: R^* - фиг.6, $\mathcal{M}_L$ - фиг.7 и R^{ML} - фиг.8. Тези резултати (6)÷(8) са решения за синтеза на три категории системи за управление на обекта G (4), показан на фиг.5**:** класическа (фиг.1)**,** репетитивна (фиг.2) и репетитивна[2] (фиг.3) системи**.**

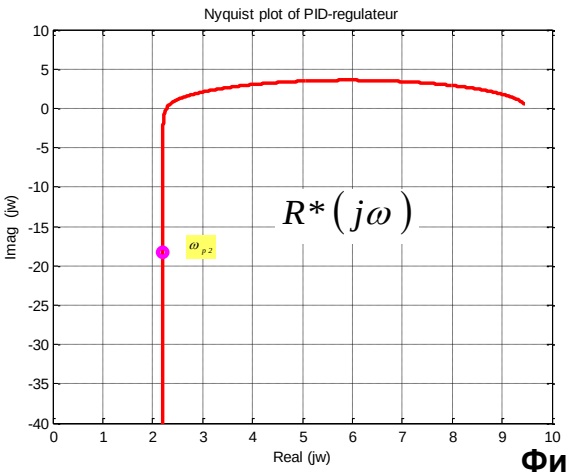
$$R^*(p) = 1.9 \frac{(3p+1)}{3p} \frac{(0.6p+1)}{(0.12p+1)} \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*(p) , \tag{6}$$

$$\mathcal{M}_L(p) = \left(2 - \sum_{k=1}^{m} W_k(p) e^{-pkT_p} \right)^{-1} \hat{=} \left(2 - e^{-pT_p} \right)^{-1}, \left(k = 1; T_p \equiv T_{pf} = 2\pi (\omega_{pf})^{-1} = 2\pi (0{,}0346)^{-1} \right) , \tag{7}$$

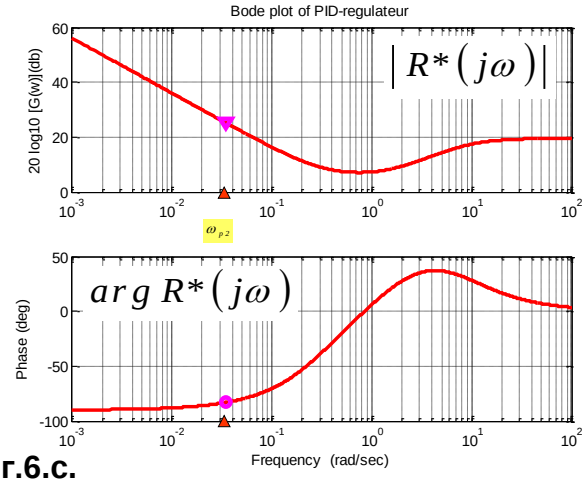
$$R^{ML}(p) = \mathcal{M}_L(p) R^*(p) = 1.9 \frac{(3p+1)}{3p} \frac{(0.6p+1)}{\left(2 - e^{-pT_p}\right)(0.12p+1)} . \tag{8}$$



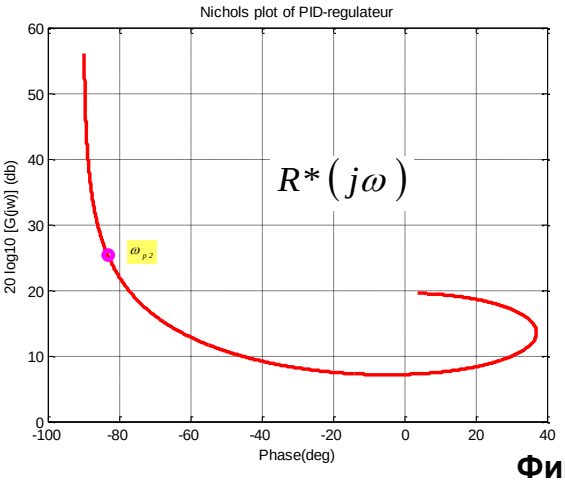
Фиг.6.a.



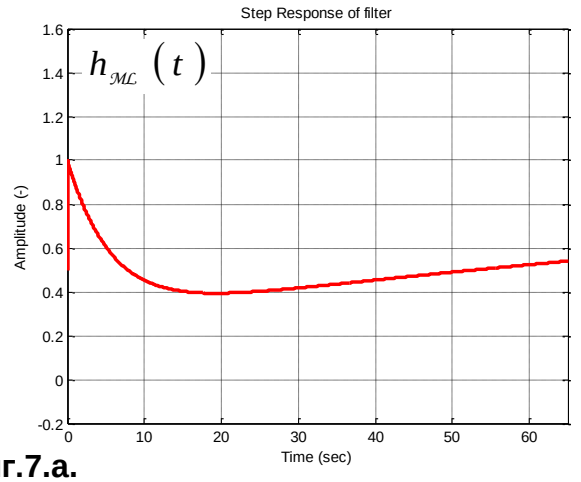
Фиг.6.b.



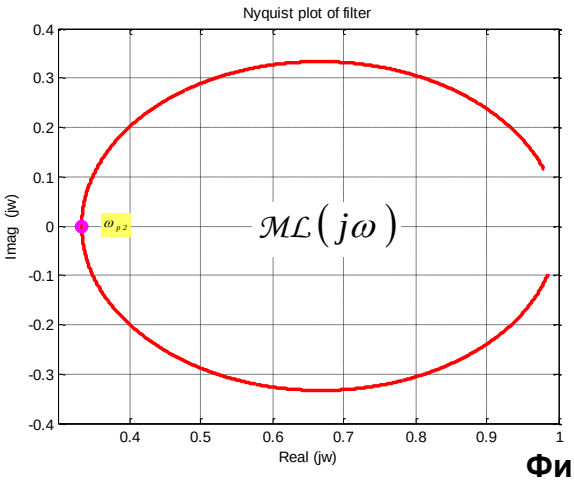
Фиг.6.c.



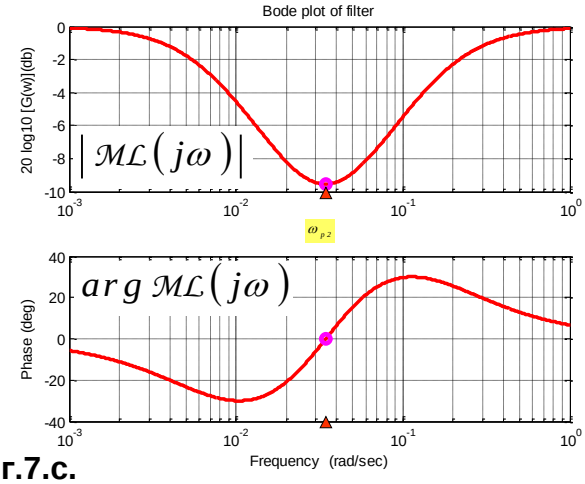
Фиг.6.d.



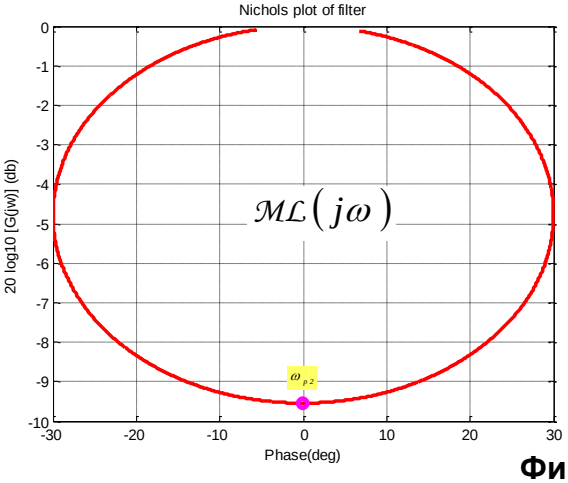
Фиг.7.a.



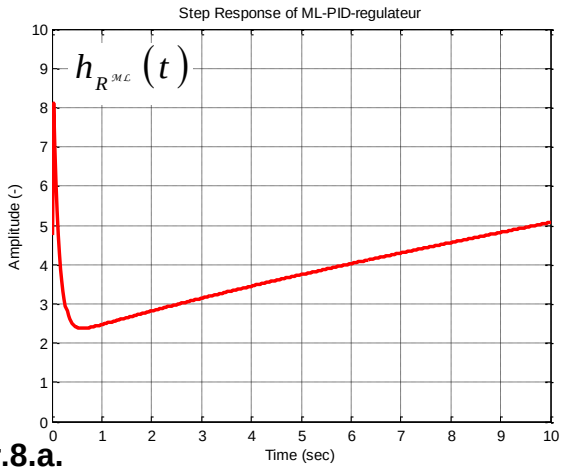
Фиг.7.b.



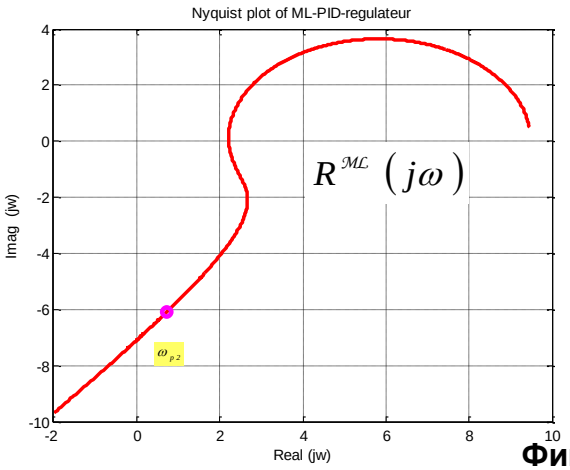
Фиг.7.c.



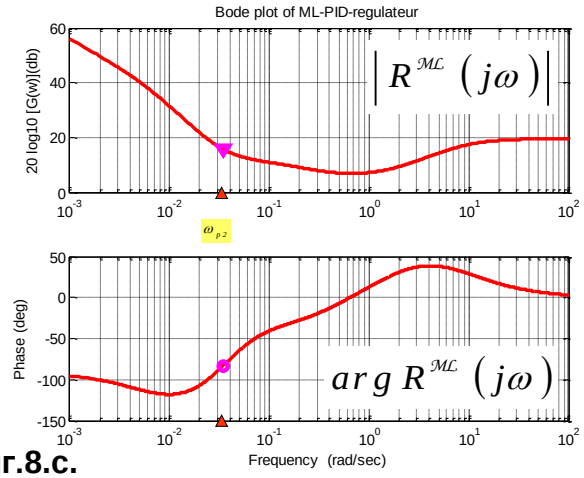
Фиг.7.d.



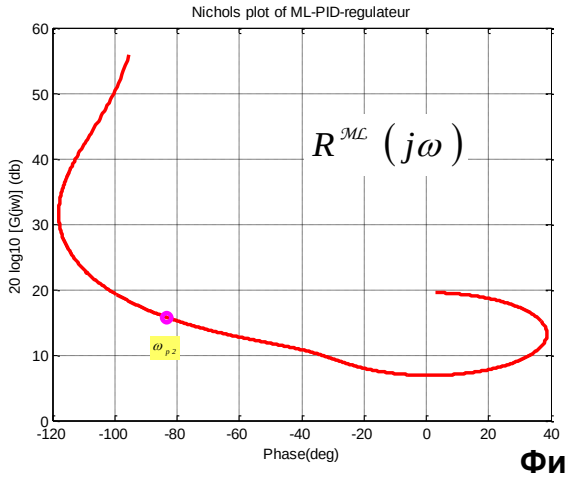
Фиг.8.a.



Фиг.8.b.



Фиг.8.c.



Фиг.8.d.

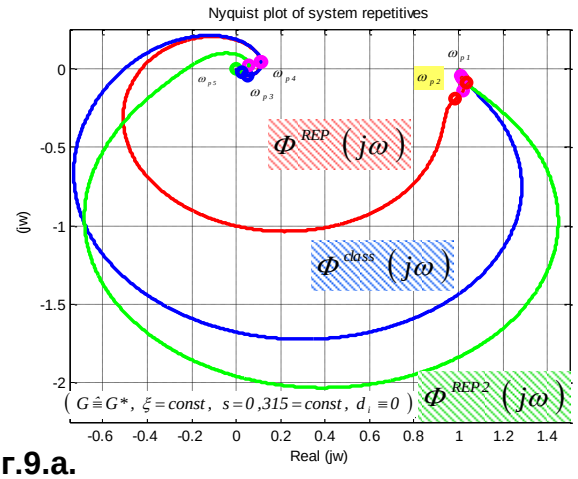
4. ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА РЕШЕНИЕ

За целите на анализа на робастните и филтриращите свойства на системите настоящата разработка предлага следните методи за: ▪ анализ на качеството в номинален параметричен режим; ▪ времеви анализ на филтриращите свойства с „тестови“ периодични въздействия в номинален параметричен режим; ▪ робастен анализ в условията на априорна неопределеност; ▪ честотен $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства с алгебрична производна по направление.

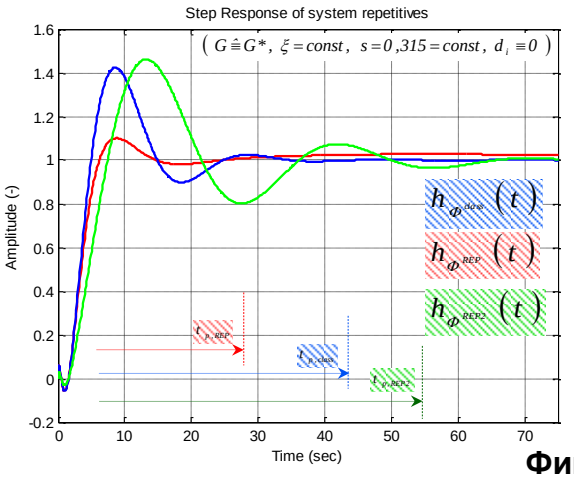
5. РЕШЕНИЕ НА ЗАДАЧАТА ЗА АНАЛИЗ

5.1. АНАЛИЗ НА КАЧЕСТВОТО В НОМИНАЛЕН ПАРАМЕТРИЧЕН РЕЖИМ

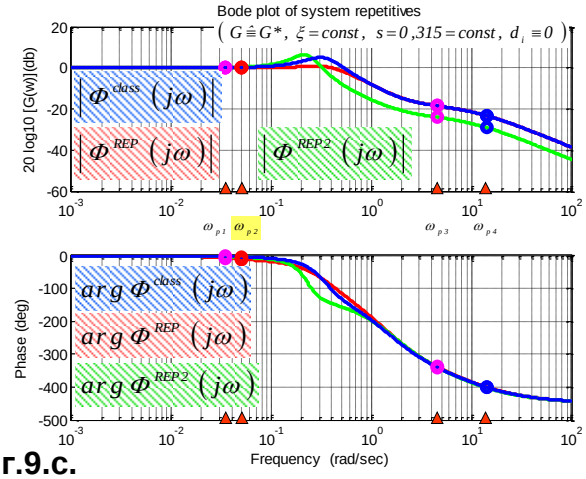
Трите системи (фиг.1 ÷ фиг.3) са моделирани. Резултатите от симулацията на моделите - времевите и честотните характеристики на решението (6) ÷ (8) за затворените Φ_i и за отворените W_i класическа, репетитивна и репетитивна^2 системи за управление на обекта G (4), са показани на фиг.9,фиг.10. Характеристиките на системите са визуализирани ***в номинален*** (4.a) ***параметричен режим*** ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0{,}315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5) без наличието на периодично външно сигнално смущение d с честота ω_p (5). Използвани са следните: • индекси за системите: класическа - ***CLASS*** (фиг.1), репетитивна - ***REP*** (фиг.2) и репетитивна^2 - ***REP 2*** (фиг.3); • означения: h_{Φ_i}, i_{Φ_i} -преходни и импулсни преходни функции, $\Phi(j\omega)$, $W(j\omega)$ -честотни характеристики на затворените и на отворените системи.



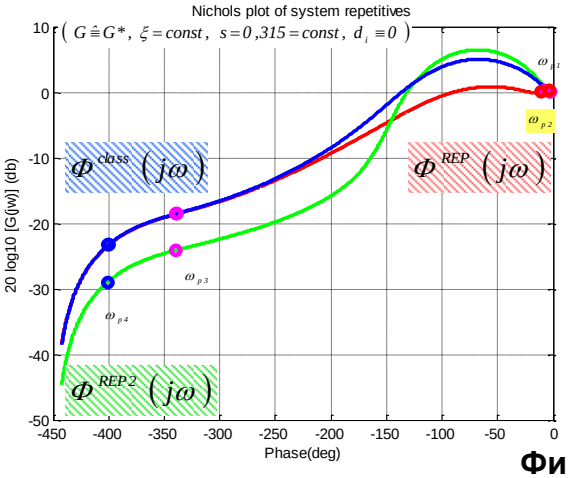
Фиг.9.a.



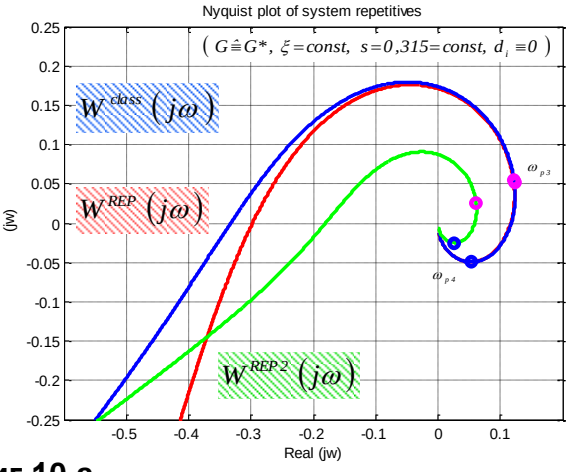
Фиг.9.b.



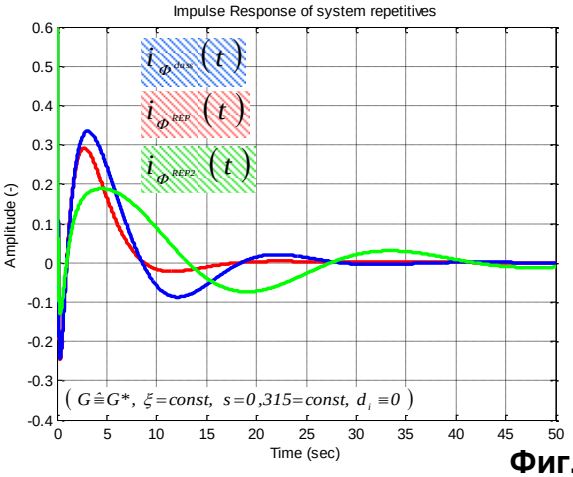
Фиг.9.c.



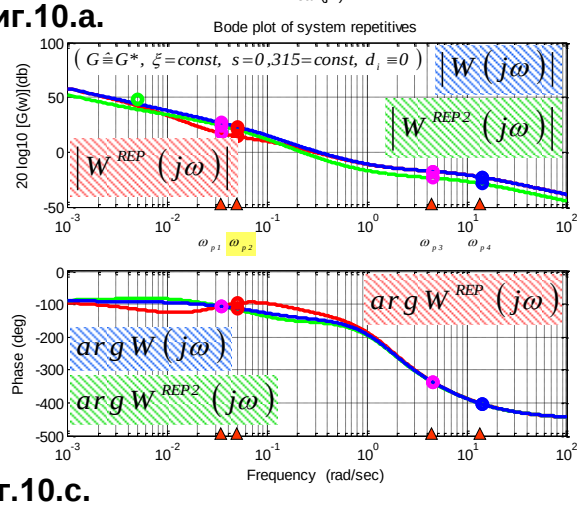
Фиг.9.d.



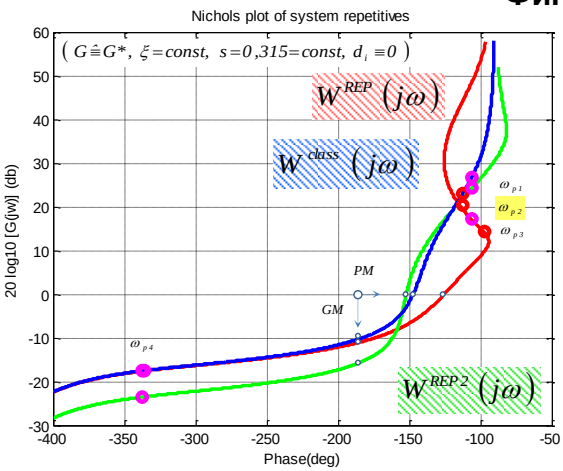
Фиг.10.a.



Фиг.10.b.



Фиг.10.c.



Фиг.10.d.

Анализът на качеството в номинален (4.a) ***параметричен режим*** ($G \triangleq G^*$, $\xi = const$, $s = 0,315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5) на системите (фиг.1 ÷ фиг.3) ***потвърждава,*** че и трите системи: • удовлетворяват критерия за °***критично апериодичен процес***° (σ) (фиг.9.b), като са отразени времената за регулиране, определящи бързодействието; • са устойчиви (фиг.10.d.), като са илюстрирани запасите им по модул и по фаза; • удовлетворяват предявените изисквания за качество в задачата за синтез.

5.2. ВРЕМЕВИ АНАЛИЗ НА ФИЛТРИРАЩИТЕ СВОЙСТВА

Проведен е анализ на решението (6) ÷ (8) при наличие на постоянно действащо периодично външно сигнално смущение d с честота ω_p (5). Разгледани са структурите на трите паралелно анализирани системи (фиг.1 ÷ фиг.3) за управление на обекта G (4.a) в условията на външното смущение d (5). Анализът, предназначен да изследва противодействието на репетитивните системи на външното въздействие, разглежда паралелно поведението на трите системи (фиг.1 ÷ фиг.3) на групата периодични въздействия d_i с честоти $\omega_{p1}; \omega_{p2}; \omega_{p3}; \omega_{p4}; \omega_{p5}$ (10) ÷ (14), при които основното по заданието на синтеза външно смущение е $\omega_{pf} = \omega_p = \omega_{p2}$ (5), (11).

За целите на ***времевия анализ на филтриращите свойства с „тестови“ периодични въздействия*** на системите, техните честоти (10) ÷ (14) са ясно означени върху изображенията на честотните характеристики на системите (фиг.6 ÷ фиг.10). Този анализ се провежда ***в номинален*** (4.a) ***параметричен режим*** ($G \triangleq G^*$, $\xi = const$, $s = 0,315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5) на системите (фиг.1 ÷ фиг.3)

$$d_i(t) = \sin(\omega_{pi} t) = const \tag{9}$$

$$d_1(t) = \sin(\omega_{p1} t), \ (\omega_{p1} = 0,005 rad/s; T_{p1} = 1256,63s) \tag{10}$$

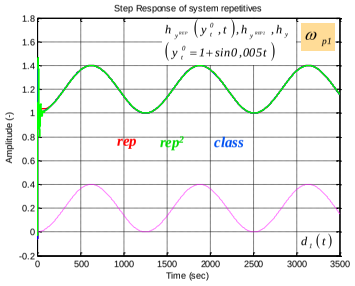
$$d_2(t) = \sin(\omega_{p2} t), \ (\omega_{p2} = 0,0346 rad/s; T_{p2} = 181,595s) \tag{11}$$

$$d_3(t) = \sin(\omega_{p3} t), \ (\omega_{p3} = 0,500 rad/s; T_{p3} = 12,566s) \tag{12}$$

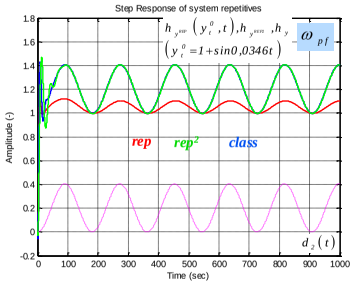
$$d_4(t) = \sin(\omega_{p4} t), \ (\omega_{p4} = 4,594 rad/s; T_{p4} = 1,3676s) \tag{13}$$

$$d_5(t) = \sin(\omega_{p5} t), \ (\omega_{p5} = 14,280 rad/s; T_{p5} = 0,4399s) \tag{14}$$

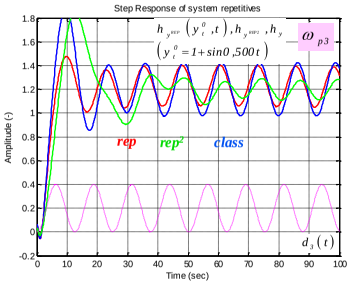
Същността на метода на времевия анализ с „тестови“ въздействия се състои в моделиране на системите и оценка на симулационните резултати по времеви критерии. Трите системи (фиг.1 ÷ фиг.3) са моделирани, а преходните им функции (характеристики) $h_i(t)$ на групата периодични въздействия $d_i(t)$ (10) ÷ (14) са симулирани. Времевите характеристики на системите (за краткост означени с ***class***, ***rep***, ***rep***^{2}) са визуализирани паралелно като резултати от симулацията на фиг.11 ÷ фиг.14 както следва на: • фиг.11 - при смущение с $d_i(t)$ по канала на заданието y^0 поотделно за всяка една от „тестовите“ честоти $\omega_{p1}; \omega_{p2}; \omega_{p3}; \omega_{p4}; \omega_{p5}$ (10) ÷ (14); • фиг.12 - при смущение с $d_i(t)$ по канала на натоварването ν поотделно за всяка една от „тестовите“ честоти $\omega_{p1}; \omega_{p2}; \omega_{p3}; \omega_{p4}; \omega_{p5}$ (10) ÷ (14); • фиг.13 - при смущение с $d_i(t)$ по канала на измерването f поотделно за всяка една от „тестовите“ честоти $\omega_{p1}; \omega_{p2}; \omega_{p3}; \omega_{p4}; \omega_{p5}$ (10) ÷ (14);



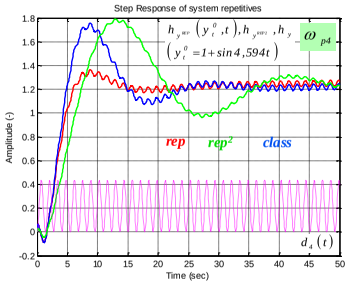
Фиг.11.a.



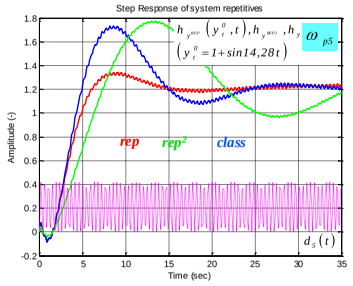
Фиг.11.b.



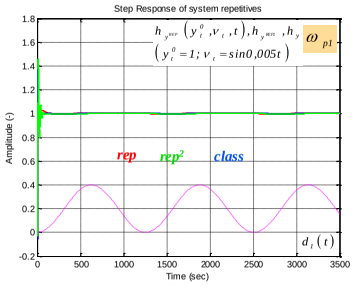
Фиг.11.c.



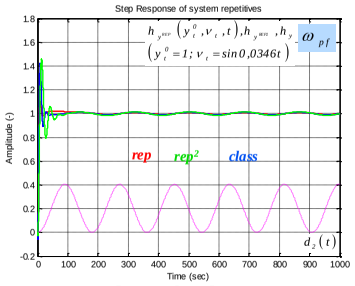
Фиг.11.d.



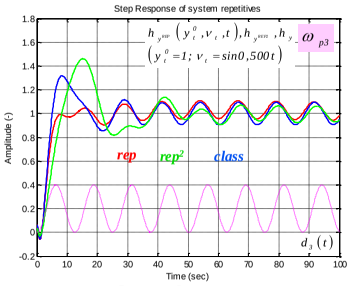
Фиг.11.e.



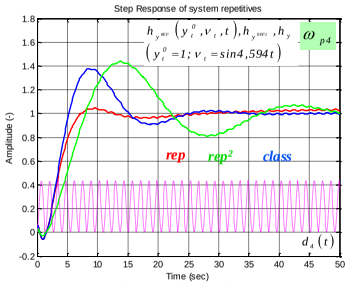
Фиг.12.a.



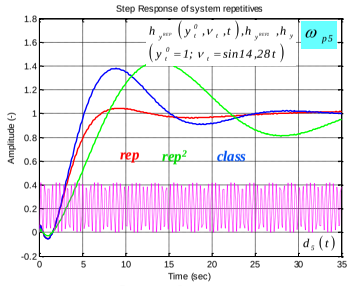
Фиг.12.b.



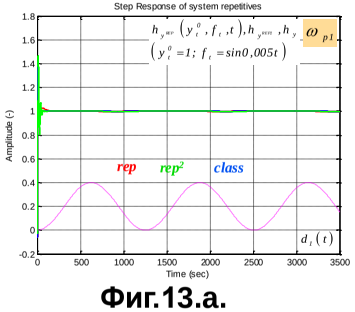
Фиг.12.c.



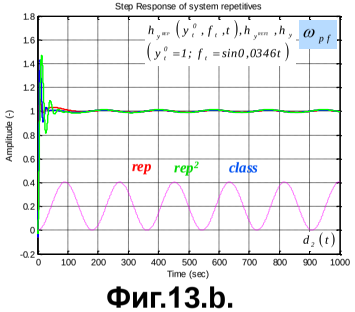
Фиг.12.d.



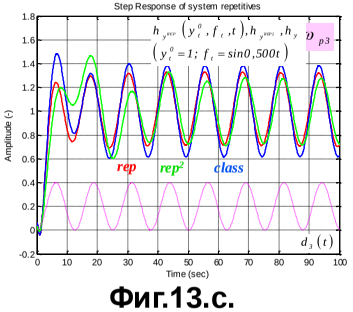
Фиг.12.e.



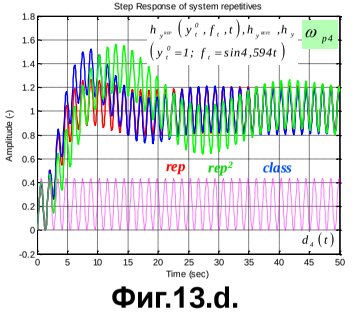
Фиг.13.a.



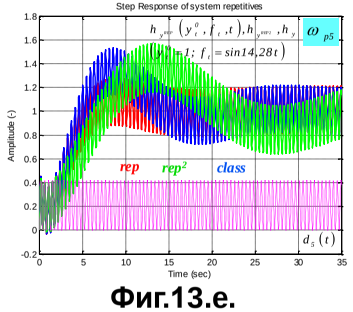
Фиг.13.b.



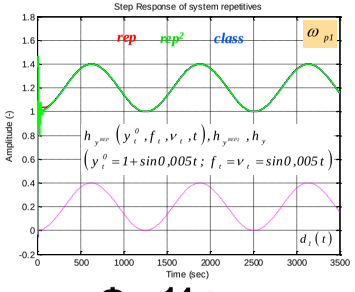
Фиг.13.c.



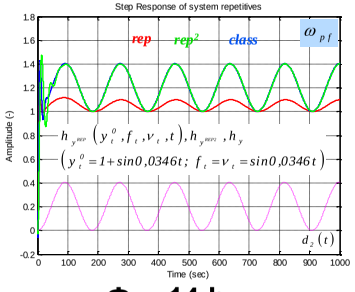
Фиг.13.d.



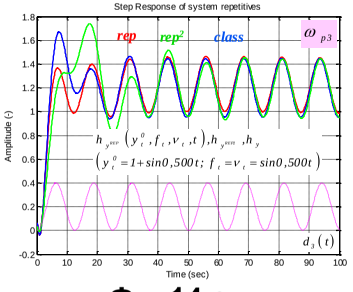
Фиг.13.e.



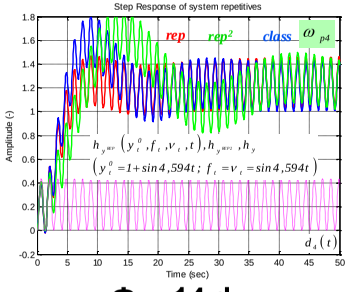
Фиг.14.a.



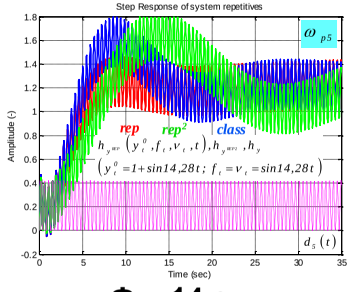
Фиг.14.b.



Фиг.14.c.



Фиг.14.d.



Фиг.14.e.

• фиг.14 - при паралелно смущение с $d_i(t)$ по каналите и на заданието y^0, и на натоварването v, и на измерването f поотделно за всяка една от „тестовите“ честоти $\omega_{p1};\omega_{p2};\omega_{p3};\omega_{p4};\omega_{p5}$ (10)÷(14); • фиг.11.a÷фиг.14.a - при външно смущение $d_1(t)$ с честота ω_{p1} (10) последователно по каналите на y^0, на v, на f, паралелно по y^0, v, f; • фиг.11.b÷фиг.14.b - при външно смущение $d_2(t)$ с честота ω_{p2} (11) последователно по каналите на y^0, на v, на f, паралелно по y^0, v, f; • фиг.11.c÷фиг.14.c - при външно смущение $d_3(t)$ с честота ω_{p3} (12) последователно по каналите на y^0, на v, на f, паралелно по y^0, v, f; • фиг.11.d÷фиг.14.d - при външно смущение $d_4(t)$ с честота ω_{p4} (13) последователно по каналите на y^0, на v, на f, паралелно по y^0, v, f; • фиг.11.e÷фиг.14.e - при външно смущение $d_5(t)$ с честота ω_{p5} (14) последователно по каналите на y^0, на v, на f, паралелно по y^0, v, f.

Резултатите от изследването по метода на ***времевия анализ на филтриращите свойства на системите с „тестови“ въздействия*** налагат следните изводи (по отношение на количествените оценки за качеството на процесите - пререгулиране, брой пререгулирания, време на регулиране): • репетитивната система (фиг.2) е инвариантна към хармоничните въздействия $d_i(t)$, особено силно изразено към тези от тях с честоти ω_{p1} (10), ω_{p2} (11), ω_{p3} (12); • не съществува показател за сравнение измежду изброените, по който репетитивна^2 (фиг.3) да превъзхожда репетитивната система (фиг.2); • особено показателно е инвариантното поведение на репетитивната (фиг.2) система към хармоничното смущение с честота ω_{p2} (11), за което тя е проектирана - това много ясно личи и се откроява като нейно свойство, потвърждаващо се в характеристиките на фиг.11.b÷фиг.14.b; • по отношение на количествените оценки за качество репетитивната система (фиг.2) превъзхожда и репетитивна^2 (фиг.3), и класическата (фиг.1) системи с ефективността си да противодейства на групата постоянни смущения $d_i(t)$ с честоти (10)÷(14), в това число на $d_2(t)=\sin(\omega_{p2}t)=const$ с честота $\omega_{p2}=0,0346 rad/s$ (5).

Настоящата е първата от двете неразделно свързани части на разработката, като включва: въведението, цел и задачи на разработката, постановка на задачата и числен пример, използвани методи за решение, анализ на качеството в номинален параметричен режим и времеви анализ на филтриращите свойства. Втората съдържа разделите за: робастен анализ, честотен $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства с използване на алгебрична производна, анализ на решението, заключение и литература.

Автори: Нина Г. Николова, доц. д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* ; Емил К. Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2015 **Рецензент** доц. д-р В. А. Карлова-Сергиева

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ НА РОБАСТНИТЕ И ФИЛТРИРАЩИ СВОЙСТВА НА СИСТЕМИ ЗА РЕПЕТИТИВНО УПРАВЛЕНИЕ - част II

Нина Г. Николова, Емил К. Николов

Резюме: *Настоящата разработка систематизира известни методи за робастен анализ при априорна неопределеност и предлага нови методи за анализ на филтриращите свойствата на системи за репетитивно управление на обекти в условията на периодични хармонични смущения. За анализ на филтриращите свойства на репетитивните системи в работата са предложени и приложени за конкретен пример методите за: времеви анализ с „тестови“ периодични въздействия в номинален параметричен режим и честотен* $\alpha_i^{(\omega)}$*-анализ с използване на алгебрична производна.*

Ключови думи: *системи за репетитивно управление, методи за анализ на качеството на системи за репетитивно управление*

METHODS FOR ANALYSIS OF ROBUST AND FILTRATION FEATURES OF REPETITIVE CONTROL SYSTEMS - part II

Nina G. Nikolova, Emil K. Nikolov

Abstract: *The present study systematizes certain methods for robust analysis at priori uncertainty and proposes new methods for analysis of the filtration features of the repetitive control systems under the conditions of periodic harmonic interference. For analysis of the filtering features of the repetitive systems, the following methods have been proposed and applied to a particular example: temporal analysis with "test" periodic impacts in nominal parametric mode and frequency* $\alpha_i^{(\omega)}$ *analysis, using algebraic derivative.*

Keywords: *repetitive control systems, methods for analysis of performance of repetitive control systems*

ВЪВЕДЕНИЕ

Работата е представена в две неразделно свързани части. Първата включва: въведението, цел и задачи на разработката, постановка на задачата и числен пример, използвани методи за решение, анализ на качеството в номинален параметричен режим и времеви анализ на филтриращите свойства. Настоящата е втората от двете части на настоящата разработка. Тя включва разделите за: робастен анализ, честотен $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства с използване на алгебрична производна, анализ на решението, заключение и литература.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

5.3. РОБАСТЕН АНАЛИЗ

Анализът на изложените резултатите за времевите характеристики на системите се потвърждават и от резултатите на робастния анализ при априорна неопределеност. Нека функционалното множество на вариациите на обекта Π е (15), адитивните $\bar{\ell}_a$ и мултипликативни $\bar{\ell}_m$ смущения към системата да са (16), където смутеният на най-горна граница модел на обекта $G^{\blacksquare}$ е (17), (18), а репараметризирането/реструктурирането ξ, $\xi^{\blacksquare}$ му са описани с (19), (20), (21). Ако номиналната W_i^* и смутената $W_i^{\blacksquare}$ отворени системи са (22), то кръгът π (23) с окръжност π^0 (24), с радиус r^0 (25) и с центрове в точките ω_i позволяват изискванията за **[9,10,11]**:

- робастна устойчивост $RS(\omega)$ (фиг.15) по характеристиките на отворена система да се изразят с (26), (27);
- робастна устойчивост $RS(\omega)$ (фиг.16) по характеристики на затворена система да се изразят с (28);
- робастно качество $RP(\omega)$ по характеристики на отворена система да се изразят с (29), (30);
- робастно качество $RP(\omega)$ (фиг.16) по характеристики на затворена система да се изразят с (31),

и още - позволяват определянето на запаса на робастна устойчивост $k_{MSOL}(\omega)$ (фиг.17) по зависимостта (32) и на запаса на робастно качество $k_{MPOL}(\omega)$ (фиг.18) по зависимостта (33), където (34) и (35) са функциите чувствителност $e(\omega)$ и на допълнителна чувствителност $\eta(\omega)$ на системата, а υ (35.b) е интегралното обобщено смущение към системата.

$$\Pi(j\omega)=\Delta G(j\omega): |G(\omega)-G^*(\omega)|.|G^*(\omega)|^{-1}\le\bar{\ell}_m(\omega),(\Pi(j\omega)\in\mathcal{G}(j\omega)), \quad (15)$$

$$\bar{\ell}_a(\omega)=|G(\omega)-G^*(\omega)|;\ \bar{\ell}_m(\omega)=\bar{\ell}_a(\omega)|G^*(\omega)|^{-1},\ (\omega\in[0;\infty)), \quad (16)$$

$$G^{\blacksquare}(j\omega)=|G(j\omega)-G^*(j\omega)|_{max}, \quad (17)$$

$$G^{\blacksquare}(j\omega)|G^*(j\omega)|^{-1}=\bar{\ell}_m^{\blacksquare}(\omega),\left(\bar{\ell}_m^{\blacksquare}(\omega)=\bar{\ell}_a^{\blacksquare}(\omega)|G^*(j\omega)|^{-1}\right), \quad (18)$$

$$\xi(\omega)=\varsigma\left(\bar{\ell}_m(\omega),\ \bar{\ell}_a(\omega)\right),\ \left(\xi(\omega)\in\Omega\left[0,\xi^{\blacksquare}\right]\right), \quad (19)$$

$$\xi^{\blacksquare}(\omega)=\varsigma\left(\bar{\ell}_m^{\blacksquare}(\omega),\ \bar{\ell}_a^{\blacksquare}(\omega)\right), \quad (20)$$

$$\xi(\omega)=\varsigma\left(\bar{\ell}_m(\omega),\bar{\ell}_a(\omega)\right),\xi(\omega)\in\Omega\left[0,\ \xi^{\blacksquare}\right];\ \xi^{\blacksquare}(\omega)=\varsigma\left(\bar{\ell}_m^{\blacksquare}(\omega),\bar{\ell}_a^{\blacksquare}(\omega)\right), \quad (21)$$

$$W_i^*=R_iG^*;\quad W_i^{\blacksquare}=R_iG^{\blacksquare}, \quad (22)$$

$$\pi(j\omega)\in\mathcal{W}(j\omega),(\forall\omega,\omega\in[0,\infty)), \quad (23)$$

$$\pi^0(j\omega_i)=\begin{cases}Re^0(\omega_i)=Re^*(\omega_i)+r(\omega_i)\cos\Omega,(\Omega\in[0,\infty))\\ Im^0(\omega_i)=Im^*(\omega_i)+r(\omega_i)\sin\Omega,(\Omega\in[0,\infty))\end{cases}, \quad (24)$$

$$r^0(\omega_i) = \mid l_a(\omega_i) R(\omega_i) \mid = \mid l_m(\omega_i) R(\omega_i) G^*(\omega_i) \mid \ , \tag{25}$$

$$RS(\omega) \Rightarrow \mid 1 + G^*(\omega) R(\omega) \mid \ > \ r^0(\omega), \ (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{26}$$

$$RS(\omega) \Rightarrow \mid 1 + G^*(\omega) R(\omega) \mid \ > \ \mid G^*(\omega) R(\omega) \mid \ \bar{\ell}_m(\omega), \ (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{27}$$

$$RS(\omega) \Rightarrow \left\| \eta^*(\omega) \ \bar{\ell}_m(\omega) \right\|_\infty = \sup_\omega \mid \eta^*(\omega) \ \bar{\ell}_m(\omega) \mid < 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{28}$$

$$RP(\omega) \Rightarrow \mid 1 + G(\omega) R(\omega) \mid \geq \mid 1 + G^*(\omega) R(\omega) \mid - r^0(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{29}$$

$$RP(\omega) \underset{R}{\Rightarrow} \min_R \max_{G \in \Pi} \int_0^\infty (\varepsilon(t))^2 dt \ \hat{=} \ \min_R \max_{G \in \Pi} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1 + G(\omega) R(\omega)} \right|^2 |\upsilon|^2 d\omega \ , \tag{30}$$

$$RP(\omega) \Rightarrow \mid \eta^*(\omega) \ \bar{\ell}_m(\omega) \mid + \mid e^*(\omega) \upsilon(\omega) \mid \ < 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{31}$$

$$k_{MSOL}(\omega) = r^0(\omega) \mid 1 + R(j\omega) G^*(j\omega) \mid^{-1} \leq 1 \ , \ (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{32}$$

$$k_{MPOL}(\omega) = \left(\mid 1 + R(j\omega) G^*(j\omega) \mid - r^0(\omega) \right) \mid 1 + R(j\omega) G''(j\omega) \mid^{-1} \leq 1 \ , \ (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \ , \tag{33}$$

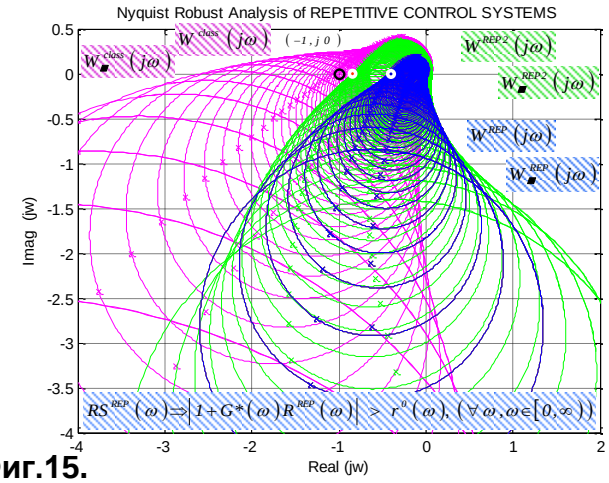
$$e(\omega) = (1 + R^*(\omega) G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0 \varepsilon}(\omega), \left(e(\omega) = 1 - \eta(\omega) \equiv \Phi_{y^0 \varepsilon}(\omega) \right) \ , \tag{34}$$

$$\eta(\omega) = R^*(\omega) G^*(\omega) (1 + R^*(\omega) G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0 y}(\omega) \ , \left(\eta(\omega) = 1 - e(\omega) \equiv \Phi_{y^0 y}(\omega) \right) \ , \tag{35.a}$$

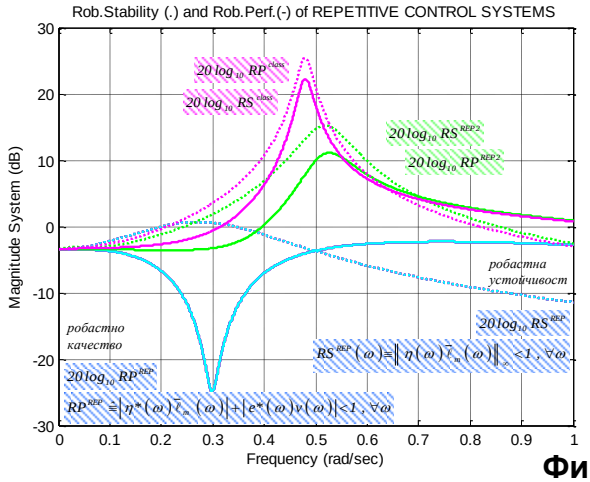
$$\upsilon = \upsilon(\nu, \xi, f) \ . \tag{35.b}$$

Резултатите (фиг.15, фиг.16) от робастния анализ по характеристиките на отворените $W_i(j\omega)$ и на затворените $\Phi_i(j\omega)$ системи ***аналитично доказват*** и еднозначно визуализират, че в условията на репараметризиране/реструктуриране ξ, ξ'' на номиналния модел обекта (19), (20), (21) и на групата постоянни периодични въздействия $d_i(t)$ с честоти (10)÷(14):

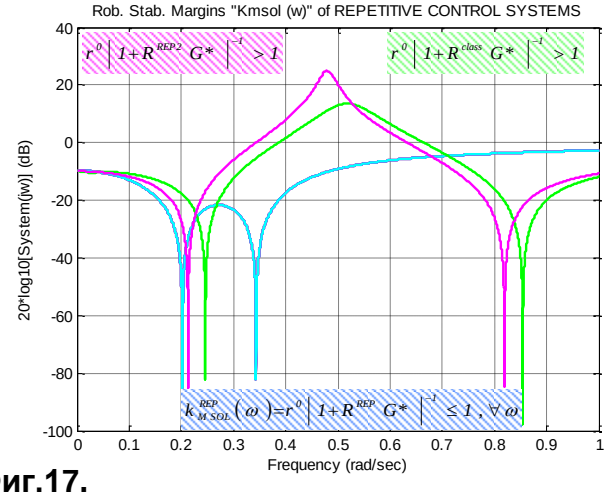
- класическата система (фиг.1) не притежава робастна устойчивост RS^{class} и робастно качество RP^{class}, тъй като нейните характеристики не удовлетворяват изискванията формулирани с (27)÷(31);
- репетитивна[2] система (фиг.3) е на границата на робастната устойчивост RS^{REP2}, но не удовлетворява изискванията за робастно качество RP^{REP2} (29)÷(31);
- репетитивната система (фиг.2) удовлетворява изискванията (26)÷(31) и за робастно устойчивост RS^{REP}, и за робастно качество RP^{REP}, а нейните запаси на робастна устойчивост k_{MSOL}^{REP} и робастно качество k_{MPOL}^{REP} са илюстрирани на (фиг.17, фиг.18);
- репетитивната система (фиг.2) доказано превъзхожда репетитивна[2] и класическата системи с робастните си свойства, включително и с ефективно противодействие на групата постоянни смущения $d_i(t)$ с честоти (10)÷(14), в това число преди всичко на $d_2(t) = \sin(\omega_{p2} t) = const$ с честота $\omega_{p2} = 0{,}0346 rad/s$ (5).



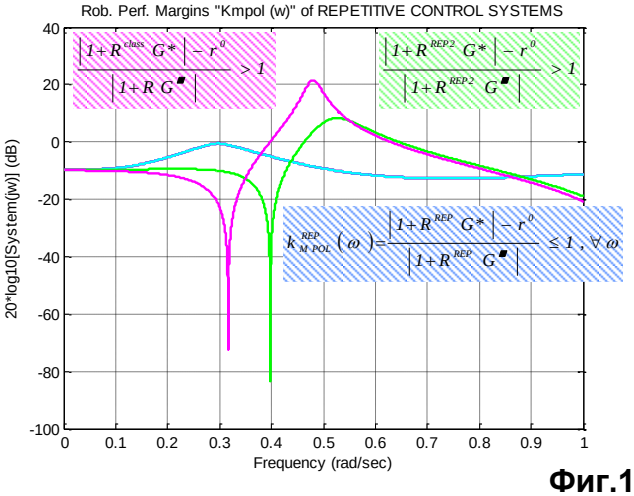
Фиг.15.



Фиг.16.



Фиг.17.



Фиг.18.

5.4. ЧЕСТОТЕН $\alpha_i^{(\omega)}$-АНАЛИЗ НА ФИЛТРИРАЩИТЕ СВОЙСТВА С ИЗПОЛЗВАНЕ НА АЛГЕБРИЧНА ПРОИЗВОДНА ПО НАПРАВЛЕНИЕ

За аналитичното отразяване, изследване и сравнителна оценка на филтриращите свойства на системите се предлага използването на метод на ***честотния*** $\alpha_i^{(\omega)}$-***анализ*** с използване на алгебрична производна **[12]** по направление ***на чувствителността на системите*** (фиг.1 ÷ фиг.3) в номинален (4.а) параметричен режим ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0,315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5). Честотният $\alpha_i^{(\omega)}$-***анализ на филтриращите свойства*** на системите е ***аналитичен метод***. Той се състои в ефективното използване ***на алгебричната производна*** **[12]** ***по направление***, дефинирана с $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (36) ***в номинален*** (4.а) ***параметричен режим*** ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0,315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5) на системите (фиг.1 ÷ фиг.3). За всяка една от тях алгебричната производната $\alpha_i^{(\omega_i)}$ е изразена с (37) ÷ (39). За сравнение на фиг.19 и на фиг.20 са показани характеристиките $e_i(\omega)$ и алгебричните производни $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (37) ÷ (39) на системите, показани на фиг.1 ÷ фиг.3. Анализът на стойностите на алгебричните производни $\alpha_i^{(\omega_i)}$ по направление на чувствителността на сравняваните системи (означени с ***class***, ***rep***, ***rep***^{2}) еднозначно доказва, че те са в съотношение (40), еквивалентно отразено и с (41).

$$\alpha_i^{(\omega_i)} \hat{\equiv} \frac{\Delta S_i}{\Delta E_i} \hat{\equiv} \frac{d\,e(\omega_i)}{d\,\omega_i} = tg\,\alpha_i \Big|_{\omega=\omega_i}, \quad (\Delta S_i \to 0; \Delta E_i \to 0) \ , \tag{36}$$

$$\alpha_{i,class}^{(\omega_i)}(\omega) \hat{\equiv} \frac{de_{class}(\omega)}{d\,\omega} = \frac{d\left((1+R^*(j\omega)G^*(j\omega))^{-1}\right)}{d\,\omega} \equiv \frac{d\left(\Phi_{y^0\varepsilon}^{class}(\omega)\right)}{d\,\omega} \ , \tag{37}$$

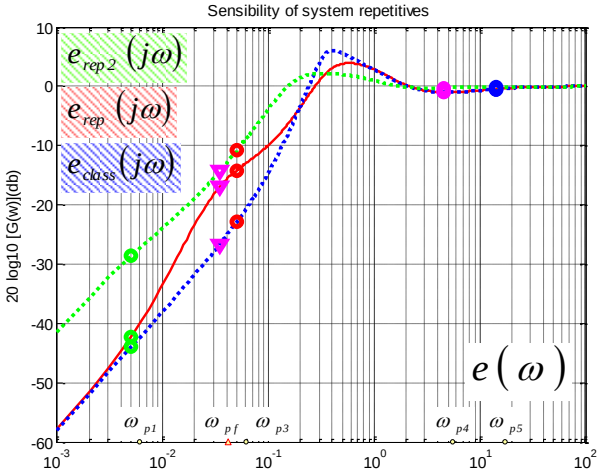
$$\alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega) \hat{\equiv} \frac{de_{rep}(\omega)}{d\,\omega} = \frac{d\left((1+\mathcal{ML}(\omega)\,R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1}\right)}{d\,\omega} \equiv \frac{d\left(\Phi_{y^0\varepsilon}^{rep}(\omega)\right)}{d\,\omega} \ , \tag{38}$$

$$\alpha_{i,rep\,2}^{(\omega_i)}(\omega) \hat{\equiv} \frac{de_{rep\,2}(\omega)}{d\,\omega} = \frac{d\left((1+\mathcal{ML}(\omega)\,R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1}\right)}{d\,\omega} \equiv \frac{d\left(\Phi_{y^0\varepsilon}^{rep\,2}(\omega)\right)}{d\,\omega} \ , \tag{39}$$

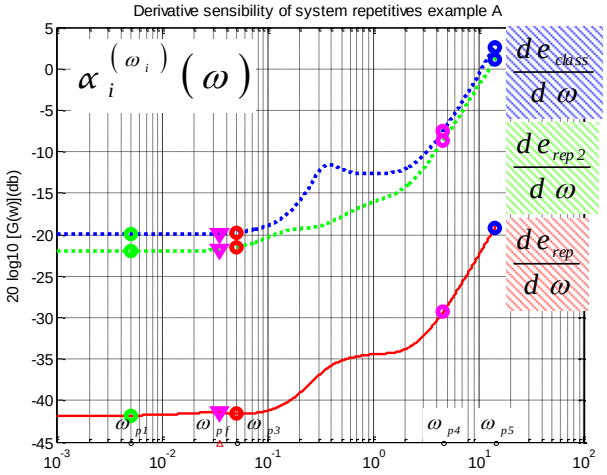
$$\alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega)\Big|_{\omega=\omega_2} << \alpha_{i,rep\,2}^{(\omega_i)}(\omega)\Big|_{\omega=\omega_2} < \alpha_{i,class}^{(\omega_i)}(\omega)\Big|_{\omega=\omega_2}, \forall\,\omega \in [0.01\omega_{p2}, 100\omega_{p2}] \ , \tag{40}$$

$$\frac{de_{rep}(\omega)}{d\,\omega}\Big|_{\omega=\omega_2} << \frac{de_{rep\,2}(\omega)}{d\,\omega}\Big|_{\omega=\omega_2} < \frac{de_{class}(\omega)}{d\,\omega}\Big|_{\omega=\omega_2}, \forall\,\omega \in [0.01\omega_{p2}, 100\omega_{p2}] \ , \tag{41}$$

$$\lim \alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega) \underset{\{\omega=\omega_i\}}{\to} 0 \ , \forall\,\omega_i \in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}] \ ,$$
$$(\omega_{b,i} = \omega_i - a\omega_i \ ; \ \omega_{h,i} = \omega_i + a\omega_i \ ; \ \omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i} \ ; \ 0<a<1) \ . \tag{42}$$



Фиг.19.



Фиг.20.

Аналитичният метод на ***честотния*** $\alpha_i^{(\omega)}$***-анализ на филтриращите свойства*** на системите с използване на ***алгебричната производна по направление на чувствителността на системите*** е инструмент за количествена оценка на филтриращите свойства на системите за репетитивно управление. С негова помощ се определят:

- изпълнението на критерия за режетиране с наличието на °***хоризонтален профил на модула на чувствителността***° за отнапред зададени стойност на честотата $\omega_i = \omega_p$ (5) и на симетричен честотен диапазон $\Delta\omega_i$ спрямо нея на периодично външно смущение d (5);

- количествените оценки на филтриращите свойства на системите по отношение на периодично външно смущение d (5) към системата с честота $\omega_i = \omega_p$ (5) чрез определяне на стойността на ***алгебричната производна*** $\alpha_i^{(\omega_i)}$ ***по направление на чувствителността на системата*** за $\omega_i = \omega_p$ и симетричен честотен диапазон $\Delta\omega_i$ спрямо нея;
- аналитичният критерий (42), удовлетворяването на който гарантира изпълнението на изискванията за робастно филтриране на периодично външно въздействие d с честотата $\omega_i = \omega_p$ (5) от репетитивната система;
- критерият за сравнителен анализ на филтриращите свойства на системи за управление чрез определяне на стойността на съответните производни $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (36).

Систематизираните резултати (35)÷(42) от приложението на метода на алгебричната производна за анализ на сравняваните системи (фиг.19, фиг.20) налагат следните изводи:

- изискванията на критерия (42) за класическата (фиг.1) и за репетитивна[2] (фиг.3) системи са изпълнени, но в различна степен;
- репетитивната система (фиг.2) изпълнява изискванията на критерия (43), тъй като стойността на производната $\alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}(\omega)$ за честотата $\omega_i = \omega_2 = 0{,}0346\,rad/s$ (43) е $\alpha_{2,rep}^{(\omega_2)}(\omega) = -40dB \approx 0$ (фиг.9, фиг.10), а паралелно с това за честотния диапазон $\Delta_{\omega 2}^{rep}$ (44) е видим режетиращият хоризонтален профил в честотните характеристики на репетитивната система (фиг.7.c., фиг.9.c);
- репетитивната система (фиг.2) превъзхожда в контекста на (42) и репетитивна[2] и класическата системи за управление.

$$\begin{gathered} \lim_{\{\omega=\omega_2\}} \alpha_{2,rep}^{(\omega_2)}(\omega) = -40db \to 0\ ,\ \forall\, \omega_i \in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}]\ , \\ \left(\omega_{b,i} = \omega_i - a\omega_i\ ;\ \omega_{h,i} = \omega_i + a\omega_i\ ;\ \omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}\ ;\ 0 < a < 1\right) \\ \omega_{p2} = 0{,}0346\,rad/s\ ;\ \omega_{b,2} = 0{,}03\,rad/s\ ;\ \omega_{h,2} = 0{,}04\,rad/s\ ;\ a = 0{,}865 \end{gathered}\ , \tag{43}$$

$$\begin{gathered} \Delta_{\omega 2}^{rep} = \omega_{h,2} - \omega_{b,2} = 0{,}01\,rad/s\ , \\ \left(\omega_{b,i} = \omega_i - a\omega_i\ ;\ \omega_{h,i} = \omega_i + a\omega_i\ ;\ \omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}\ ;\ 0 < a < 1\right) \\ \left(\omega_{p2} = 0{,}0346\,rad/s\ ;\ \omega_{b,2} = 0{,}03\,rad/s\ ;\ \omega_{h,2} = 0{,}04\,rad/s\ ;\ a = 0{,}865\right) \end{gathered}\ . \tag{44}$$

6. АНАЛИЗ НА РЕШЕНИЕТО

Анализът на резултатите от изследването на робастните и филтриращи свойствата на синтезираната репетитивна (6)÷(8) система за управление (фиг.2) на обекта G моделиран с (4) в условията (5) бе проведен по четири метода. С помощта на в всеки един от тях се доказа, че репетитивната система удовлетворява критериите, предявени при нейния синтез, като чрез прилагането на метода на:

- ***анализа на качеството в номинален*** (4) ***параметричен режим*** ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0{,}315 = const$, $d_i \equiv 0$, фиг.5) на системите (фиг.1÷фиг.3) бе потвърдено, че и трите системи: удовлетворяват критерия за °***критично апериодичен процес***° (σ) (фиг.9.b), са устойчиви, но репетитивната система (фиг.2) при ед-

ни и същи други условия превъзхожда и класическа (фиг.1), и репетитивна^2 (фиг.3), по бързодействие и по стойности на запасите на устойчивост.

- ***времевия анализ на филтриращите свойства на системите с „тестови“ въздействия*** (10)÷(14) и оценка на преходни функции и характеристиките (фиг.12) бе потвърдено, че репетитивната (фиг.2) система (6)÷(8) удовлетворява изискванията на критерия при проектирането на филтъра за хоризонтален профил на модула на чувствителността в зададен честотен диапазон;
- ***робастния анализ*** (15)÷(35) са доказани робастната устойчивост, робастното качество и са определени стойностите на запасите на робастна устойчивост и на робастно качество на репетитивната (фиг.2) система (6)÷(8) в условията на (5), (10)÷(14), (16)÷(21), въз основа на които бе доказано, че репетитивната (фиг.2) система превъзхожда и репетитивна^2, и класическата системи с робастните си свойства;
- ***честотния*** $\alpha_i^{(\omega)}$***-анализ на филтриращите свойства*** на системите с използване на алгебрична производна по направление ***на чувствителността на системите*** (фиг.1÷фиг.3) в номинален (4.а) параметричен режим ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$, $s = 0{,}315 = const$, $d_i \equiv 0$ - фиг.5) бе доказано, че репетитивната (фиг.2) система (6)÷(8) в условията на (5), (10)÷(14) удовлетворява изискванията на критерия (42) за робастно филтриране на периодично външно въздействие d с честотата $\omega_i = \omega_{p2}$ (5) с режетиращ хоризонтален профил в симетричен на ω_{p2} (5) честотен диапазон $\Delta_{\omega 2}^{rep}$ (44).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новото и оригинално в настоящата разработка са предложените:

▪ методи за анализ на робастните и на филтриращи свойства на системи за репетитивно управление, които са систематизирани като методи за:

- анализ на качеството в номинален параметричен режим;
- времеви анализ на филтриращите свойства с „тестови“ периодични въздействия в номинален параметричен режим, публикуван като оригинален метод за първи път в настоящата разработка;
- робастен анализ в условията на априорна неопределеност;
- честотен $\alpha_i^{(\omega)}$-анализ на филтриращите свойства с използване на алгебрична производна по направление на чувствителността, публикуван за първи път като оригинален метод в настоящата разработка,

▪ резултатите от приложението на предложените методи за оценка на робастните и на филтриращите свойства на системи за репетитивно управление на примерен обект.

ЛИТЕРАТУРА

[1] **Álvarez J. D., J. L. Redondo, E. Camponogara, Normey-Rico Julio Elias, M. Berenguel, P. M. Ortigosa** (2013), ***Optimizing building comfort temperature regulation via model predictive control,*** Energy and Buildings, © 2013 Elsevier, Volume 57, February 2013, pp. 361-372

[2] **Normey-Rico Julio Elias, Eduardo F. Camacho** (2007), ***Control of Dead-Time Processes,*** © 2007 Spinger, Berlin, p. 216

[3] **Griñó Robert, Ramon Costa-Castelló** (2005), ***Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances,*** Automatica, © 2007 Elsevier, Volume 41, Issue 1, January 2005, Pages 153-157

[4] **Gricy R., R. Cardoner, Ramon Costa-Castelló, E. Fossas** (2007), ***Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter,*** IEEE Transactions on Industrial Electronics 54 (3) (2007) 1495-1503

[5] **Liuping Wang, Chris T. Freeman, Shan Chai, Eric Rogers** (2013), ***Predictive-repetitive control with constraints: From design to implementation,*** Journal of Process Control, © 2013 Elsevier, 23 (2013) 956-967

[6] **Liuping Wang, Peter Gawthrop, David H. Owens, Eric Rogers** (2010), ***Switched linear predictive controllers for periodic exogenous signals,*** © 2010 Springer, International Journal of Control 83 (4) (2010) 848-861

[7] **Liuping Wang, S. Chai, Eric Rogers** (2010), ***Predictive repetitive control based on frequency decomposition,*** in: American Control Conference, Baltimore, USA, 2010, pp. 4277-4282

[8] **Liuping Wang, S. Chai, Eric Rogers, Chris T. Freeman** (2012), ***Multivariable repetitive-predictive controllers using frequency decomposition,*** IEEE Transactions on Control Systems Technology 20 (6) (2012) 1597-1604

[9] **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, © 2009 by Technical University Sofia, Branch Plovdiv, Bulgaria. ISSN 1310 - 271, 63-80

[10] **Nikolova N.** (2014), ***Basics of the Theory and Design of Linear Repetitive Control Systems-part I, part II,*** Journal Proceedings of the Technical University - Sofia, © 2014 Publishing House of Technical University of Sofia, volume 64, book 2, 2014, ISSN 1311-0829, pp.199-216

[11] **Nikolova N., E. Nikolov** (2006), ***Methods and algorithms of adjustment on controllers of systems - the Handbook for Applied Methods for Process Control***, © 2006 Publishing House of Technical University Sofia, 2006, ISBN -10: 954 438 579 7; ISBN -13: 978 954 438 579 8, 72 p.

[12] **Nikolova N., E. Nikolov** (2014), ***Predictive Repetitive Control* (*Applied Methods for Process Control - part III*),** © 2014 Publishing House of Technical University Sofia, ISBN: 978-619-167-136-6, 2014, 160 p.

Автори: Нина Г. Николова, доц. д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* ; Емил К. Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2015 **Рецензент** доц. д-р В. А. Карлова-Сергиева

СУПЕРВАЙЗОРНО РАЗМИТО УПРАВЛЕНИЕ НА АНАЕРОБНО БИОЛОГИЧНО ПРЕЧИСТВАНЕ НА ОТПАДНИ ВОДИ

Снежана Йорданова, Десислава Стоицева-Деличева

Резюме: *Биологичното пречистване на води е сложен тристепенен процес, характеризиращ се с нелинейност, инерционност, моделна неопределеност, променливост на параметрите и косвени измервания. Цел на статията е синтез на размит регулатор със супервайзор без модел на обекта с оптимална структура, осигуряваща икономично и ефективно подобряване на показателите на качеството на системата за управление на производството на биогаз. Основните резултати са метод за синтез на размити супервайзори за он-лайн адаптация на мащабните коефициенти на основния размит регулатор и определяне чрез симулационни изследвания на оптималната схема.*

Ключови думи: *анаеробно биологично пречистване на отпадни води, MATLAB™, метод за синтез, оптимизация на структурата, размит регулатор със супервайзор*

SUPERVISOR-BASED FUZZY LOGIC CONTROL OF ANAEROBIC ORGANIC WASTEWATER TREATMENT

Snejana Yordanova, Desislava Stoitseva-Delicheva

Abstract: *The anaerobic organic wastewater treatment is a complex three-stage process, characterized by nonlinearity, inertia, model uncertainty, parameter variations and inferential measurements. The aim of the present paper is the design of a model-free supervisor-based fuzzy controller with optimal structure that ensures economic and efficient improvement of the performance of the closed loop system for the control of the biogas production rate. The main contributions are a method for the design of fuzzy supervisors for on-line adaptation of the scaling factors of the main fuzzy controller and determination via simulations of their optimal structure.*

Keywords: *anaerobic biological wastewater treatment, design method, fuzzy logic supervisor-based controller, MATLAB™, structure optimization*

1. Introduction and state-of-the-art

The interest in anaerobic treatment of wastewater is constantly growing now-a-days due to its effectiveness in treating high organic loads with smaller amount of sludge produced and energy recovery by utilization of the biogas released. The lack of oxygen and its control results in lower operating costs and make it preferable on industrial scale.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

The anaerobic digestion is a complex process in which organic matter is converted into a mixture of methane and carbon dioxide. The overall conversion is performed by a mixture of microorganisms through several biochemical reactions carried out in series and in parallel [1]-[8].

The models that describe the process are nonlinear both in terms of parameters and variables making classical identification and control theory impossible. The parameter estimation in such models encounters a lot of problems [1]-[4] related to the ill-defined biological systems, low reproducibility and frequent failures of the experiments, noisy experimental data, high sensitivity of the microbial activity of the microorganisms on their physiological state and ambient conditions, complex interactions between different microorganisms in mixed cultures, limited number of time-consuming measurements, expensive equipment and analysis, systematic errors that accumulate since the anaerobic degradation processes proceed sequentially, etc.

The control of anaerobic digestion generally aims at maintaining constant low concentration of organic matter at the reactor output, optimization of methane production or ensuring of stable operation when treating high organic loads with input concentration and/or flow rate variations.

The nonlinear character of the plant, its inertia, model uncertainty, variable disturbances and parameters require an efficient nonlinear adaptive control. The model-free fuzzy logic controller (FLC) has been proven throughout the years to successfully solve the enumerated problems in real-time direct and supervisory control ensuring system stability and robustness [9]-[11]. Adaptive properties can be added by the design of a fuzzy logic supervisor (FLS) for nonlinear auto-tuning of the FLC, mainly its gains, in order to continuously on-line improve the closed loop system performance from upper control level using alternative information [9]-[14].

The present research is based on the idea for a FLS nonlinear auto-tuning of the main FLC's gains [9], [11], [13], [14]. To ensure the on-line improvement of several performance measures and the FLS design simplicity separate FUs for each channel performance-tuning parameter are used which increases the number of the FUs in the FLS configuration.

The aim of the present paper is to develop a method for the design of a model-free FLC-FLS with optimal structure for the control of the biogas production rate in the organic degradation in wastewater treatment processes.

The design, modelling and simulations are conducted in MATLAB^{TM} environment using Fuzzy Logic Toolbox and Simulink. Despite the many sophisticated mathematical models recently developed to better represent the biodegradable processes, in the present study the fifth order Barth-Hill nonlinear model is used for the purposes of control of the biogas production rate [1]-[4]. The advantages of the designed supervisory-based fuzzy control system are estimated by comparison of the performance indices – settling time, overshoot, control action magnitude and oscillations, in systems with linear PI controller, ordinary Mamdani incremental PI FLC. The optimal FLS structure is searched by simulation of designed systems with different FLC-FLS structures and assessment of an accepted objective function.

2. Previous research and problem formulation

The fifth order Barth-Hill nonlinear model accepted describes the anaerobic wastewater treatment as a three-stage scheme of conversion of organic waste into biogas - hydraulisis, acidogenesis, and methanogenesis [1]-[4], [7], [8]:

$$\left|\begin{array}{l} \frac{dS_o}{dt} = -DS_o - \beta X_1 S_o + DY_p S_{oi} \\ \frac{dX_1}{dt} = (\mu_1 - k_1 - D)X_1 \\ \frac{dS_1}{dt} = -DS_1 + \beta X_1 S_o - \frac{\mu_1 X_1}{Y_1} \\ \frac{dX_2}{dt} = (\mu_2 - k_2 - D)X_2 \\ \frac{dS_2}{dt} = -DS_2 + Y_b \mu_1 X_1 - \frac{\mu_2 X_2}{Y_2} \\ Q = Y_g \mu_2 X_2 \\ \mu_1 = \frac{\mu_{1\max} S_1}{k_{s1} + S_1}, \mu_2 = \frac{\mu_{2\max} S_2}{k_{s2} + S_2} \end{array}\right. , \quad (1)$$

where the state space vector $X^T = [S_o X_1 S_1 X_2 S_2]$ is comprised of the concentrations of soluble organics S_o mg/l, acidogenic bacteria X_1 mg/l, substrate for acidogenic bacteria S_1 mg/l, methanogenic bacteria X_2 mg/l and substrate for methanogenic bacteria S_2 mg/l, with initial conditions $X(0)^{\mathrm{T}} = [10\ 0.36\ 0.18\ 15.66\ 0.18]$.

The measurable controlled output is the specific biogas production rate Q l/l.d, $y = [Q]$, with $Q(0)$=0.04. The plant inputs are the dilution rate D d^{-1}, $D \in [0,0.3]$, as control, and the initial organic concentration S_{oi} g/l, $S_{oi} \in [30,70]$, as main disturbance. The vector of parameters is $q^T = [\beta\ Y_p \mu_{1\max}\ k_{s1}\ k_1\ Y_1\ \mu_{2\max}\ k_{s2}\ k_2\ Y_2\ Y_b\ Y_g]$, where β d^{-1}, Y_p mg/l, Y_b mg/g and Y_g, l/mg are coefficients, $\mu_{1\max}$ d^{-1} and $\mu_{2\max}$ d^{-1} are the maximal specific growth rates of acidogenic and methanogenic bacteria respectively, Y_1 mg/mg and Y_2 mg/mg are the yield coefficients, k_{s1}, k_{s2} mg/l and k_1, k_2 d^{-1} are the saturation and the decay coefficients for the corresponding bacteria with values $q^{\mathrm{oT}} = [1, 2, 0.4, 1, 0.02, 0.006, 0.4, 1, 0.02, 1.1, 40, 1]$.

The model adequately describes the plant nonlinearities as shown in [9]-[11] but it is approximate - the parameters values reflect a specific microorganisms' state at specific ambient conditions.

The block diagram of the FLS-based FLC to be designed by optimizing the FLS structure, and then applied for the adaptive fuzzy control of Q, is shown on Fig.1. It generalizes all specific FLC-FLSs suggested in [9]-[11], [13], [14] for improving different closed loop system performance indices by nonlinear auto-tuning of the main FLC gains. The structure consists of main Mamdani/Sugeno FLC with pre-processing, FU and post-processing and a FLS with computation of performance indicators, FUs and computation of correction gains k.

The tuning parameters K are the parameters of the pre -processing K_{pre} and post-processing K_{post} of the main FLC, e.g. for a Mamdani/Sugeno incremental PI FLC $K_{pre}=[K_e\ K_{de}\ K_d\ T_d]$, where K_e, K_{de} are the normalization gains for the system error e and rate of error $\dot{e}$ and K_d, T_d are the differentiator's gain and time constant respectively, $K_{post}=[K_{du}$ or $K_u]$, where K_{du} or K_u is the denormalization gain for the FLC FU output - control rate or control. If more information about the plant exists, e.g. recorded plant input-output data during its real time control or identification, a plant TSK model can be derived and a model-based PDC designed. Then the gains of the local linear controllers in a main PDC-FLC can be adapted using a FLS [10], [13].

The performance indicators are computed from on-line reliable measurements in current and past moments. In Fig.1 the most common performance indicators are shown, related with the error, the rate of error, the control action or rate of control, estimates for over/undershoot y/y_r, integral estimates –ISE, integral absolute error (IAE), etc., an estimate of the plant gain $\Delta y_k/\Delta u_{k-d}$ considering the plant time delay τ, where $d=\tau\Delta t$. A function of performance indices can also be used and some restrictions included as well, e.g. $I_k=\frac{|e_k|}{y_r}+\frac{|u_k|}{D_u}+\frac{y_k}{y_r}$, where three performance indicators are combined - a relative current absolute error with respect to reference y_r, a relative current absolute control action with respect to the range D_u of control – an estimate of energy efficiency, and a relative current output with respect to reference y_r - an estimate of the current overshoot/undershoot $\sigma=\Delta y/\Delta y_r$ -1.

The main FLC is designed as model-free Mamdani or Sugeno using expert knowledge about the plant. In order to ease the design, the FLS FUs are selected as

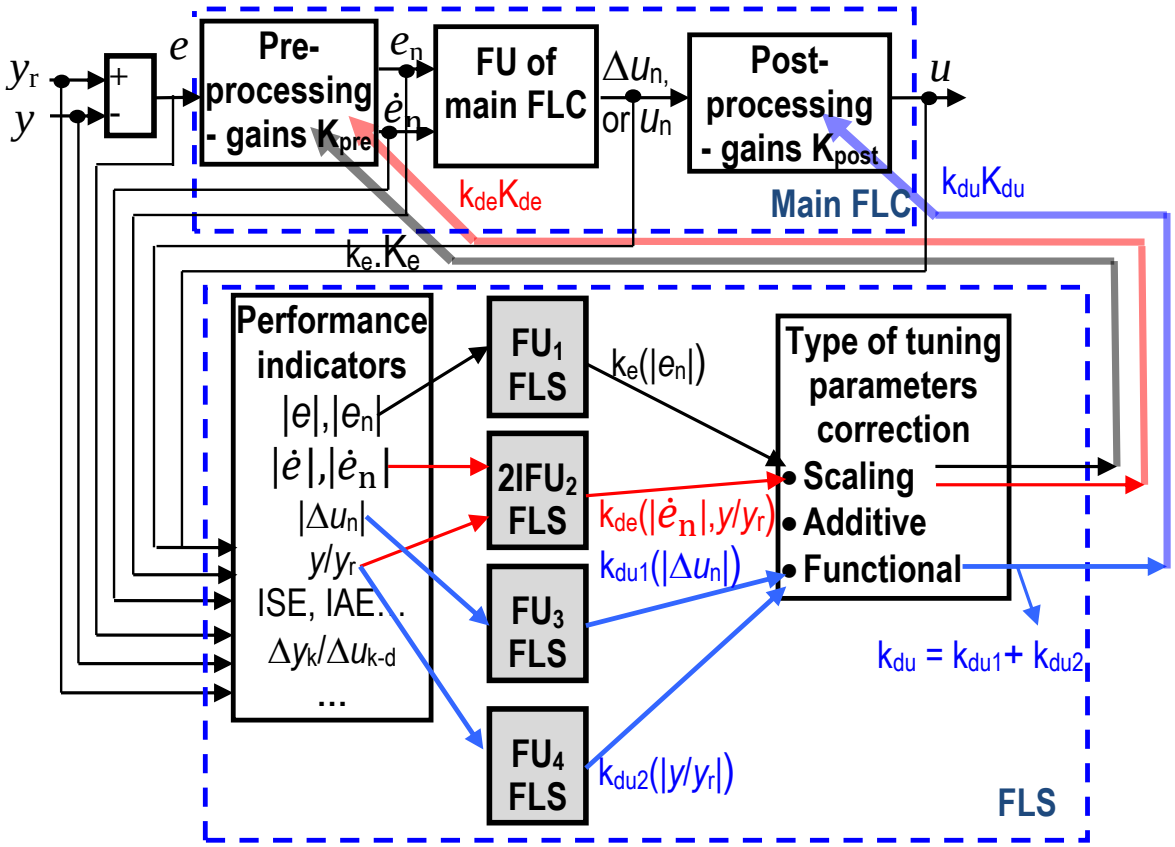


Fig.1. Block diagram of a general FLC-FLS structure

single input or two-input (2I) FUs with a small number of standard MFs in known absolute universes of discourse of the input(s), a defined Norm term for each input (desired value) and fuzzy rules of standard type or derived from a clear relationship between input performance index (indices) and output tuning parameter correction k of the selected main FLC tuning parameter K. In Fig.1 k_e, k_{de}, k_{du} are used for adaptation via scaling, functional or additive change of K_e, K_{de}, K_{du}. The FLS FUs output can be designed in normalized range [0, 1] or [-1, 1] and supplied with an output scaling factor K_s for tuning of the correction.

3. A method for the design of a fuzzy logic supervisor with optimal structure

The method is based on the following **input data**:

- expert information about the ranges of the main signals in the closed loop system - error, derivative of error, control action, rate of control, etc.;
- selected type of a model-free main FLC (Mamdani or Sugeno, PI/PD/PID, position or incremental, state space, etc.);
- standard design of the selected main FLC on the basis of expert information and normalized universes of discourse;
- initial values of all gains to be tuned by the FLS, computed on the basis of the information about the signal ranges;
- designed standard linear controller (PID type) for the purpose of comparison for an approximate linear plant model in a given operation point.

The design of a FLS with optimal structure consists of the steps below:

1. Experimental (with the real plant) or simulation (using some approximate nonlinear plant model) study of the FLC and the linear PID control systems and retuning of the initial values for the FLC's gains in order the FLC system to outperform the linear PID system.

2. Construction of a data base of performance indices to be improved in the FLC system which can be on-line computed from reliable noiseless measurements.

3. Sensitivity analysis of each performance index to equal relative changes of each of the FLC gains to be tuned and defining of channels for the FLS FUs, determined by system performance index - FLC tuning gain with highest sensitivity; some tuning gain may affect greatly more of the performance indices – then two of them can be related to this tuning gain.

4. Design for each channel of the corresponding single input or 2I FU using absolute universes of discourse for the input(s) and normalized range for the output, defined norm terms, 2-5 triangle, trapezoidal, singleton or Gaussian MFs, standard rule base or derived from clear relationship between input and output required.

5. Determination of all relevant to the specific plant variants of FLS structures of several FUs and building the corresponding to them and similar to the shown on Fig.1 FLC-FLS controllers, each consisting of the main FLC and a FLS with the given variant of structure.

6. Defining of an objective function, based on desired and achieved system performance, which to be used for estimation of each FLC-FLS system variant and selection of the system with the optimal FLS structure that minimizes the objective function.

7. Design of a plan for carrying out experimental or simulation investigations, necessary for the computation of the objective function, in which are considered all variants of FLC-FLS systems and changes of various magnitudes and frequencies of the operation points, references, disturbances, ambient conditions, etc.

8. Evaluation of the objective function for all FLC-FLS systems and rating of the systems. Selection of the system with the optimal FLS structure from the highly rated systems with the smallest total number of fuzzy rules in the FLS FUs.

The designed optimal FLS-based FLC system can further be subjected to stability analysis using the approach, described in [11], [14] and the FLC-FLS controller can be embedded in an industrial PLC [9], [12] for real time applications.

The developed method for determination of a FLS with optimal structure is applied for the adaptive fuzzy control of the biogas production rate $y=Q$ in the biological wastewater treatment via the control – the dilution rate $u=D$.

First an ordinary PI controller is tuned for the operating point $(D^o = 0.04, S_{oi}^o = 50, Q^o = 0.94)$ and linear plant model parameters estimated by experts to ensure stability index ξ=0.7 of the closed loop system. Its tuning parameters - gain and the integral action time are $K_p = 0.019$, $T_i = 1.723$ respectively.

Then a Mamdani incremental PI FLC is designed with a first order differentiator $W_d(s)=K_d.s/(T_d.s+1)$ for computing of the derivative of the system error in the pre-processing and an integrator in the post-processing. The designed FLC with the FU MFs and rules is shown in block FLC on Fig.2. The initial values of the FLC gains are empirically determined and additionally tuned in simulations with the plant model (4) to ensure the best possible system performance compared to the performance of the PI control system - K_d=50, $T_d=\Delta t$=0.1 days, K_{du}=0.02. The ScFs for e and $\dot{e}$ are assumed equal to 1 – $K_e=K_{de}$=1.

The performance indices which need improvement (reduction) as seen from FLC system simulations, are ISE, $|du|$ (to smooth the control action), $|e|$, the over/undershoot estimate Q_k/Q_{rk} and the impact of the variable plant gain with current estimation $K_{plant\,k}=(Q_k-Q_{k-2})/(D_{k-d}-D_{k-d-2})$ that accounts for the expected plant time delay in d. The FLC parameters selected for tuning by the FLS for their sensible impact on the performance indices are the ScFs - $K=[K_e\ K_{de}\ K_{du}]$.

Three structures of FLS are designed, each of two FUs with total six rules. Each FLS structure is attached to the main FLC to configure three variants of FLC-FLS, shown in Fig.2, Fig.3 and Fig.4 respectively. The FLS in each figure is enclosed by dashed lines. FLS structure 1 is built of supervisor's FU 1 (SFU1) and SFU2. SFU1 has an input ISE, estimated for the first two step responses with respect first to the reference Q_r and then to the disturbance S_{oi}. After these responses K_e and K_{de} are simultaneously retuned only once by scaling their initial values by a gain in the range [0, 1]. SFU2 input is $|du|$ with the intention to make the control more economic, causing small in magnitude, without oscillations changes in short time. Its output in the normalized range [0, 1] is experimentally tuned to make the correction most effective. SFU1 and SFU2 have identical MFs and fuzzy rules, the only difference is the absolute universes of discourse for the different input variables – in SFU1 it is [0, 0.5] for the ISE and in SFU2 it is the normalized range for du. So, the FLS structure 1 aims at

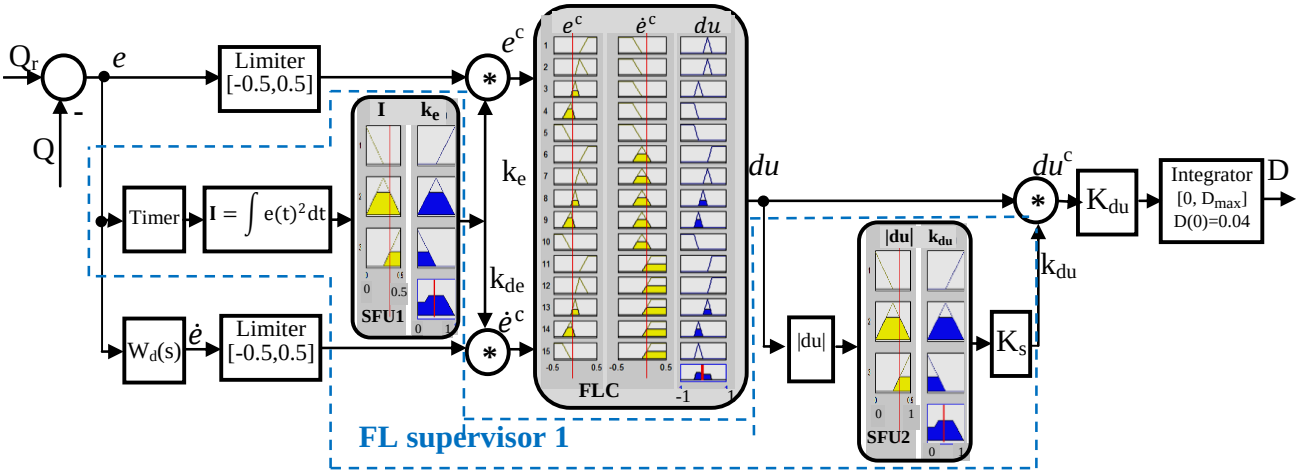


Fig.2. Block diagram of a FLC-FLS controller with FLS structure 1: K_s=3

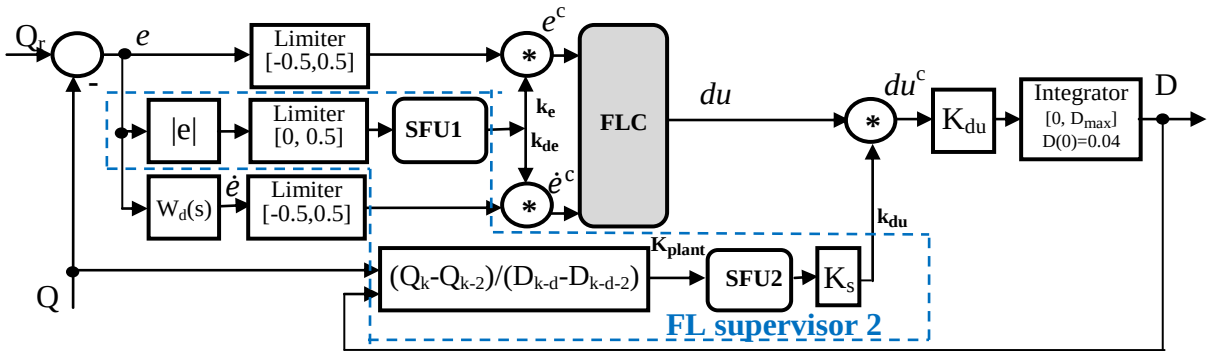


Fig.3. Block diagram of a FLC-FLS controller with FLS structure 2: K_s=3, d=10

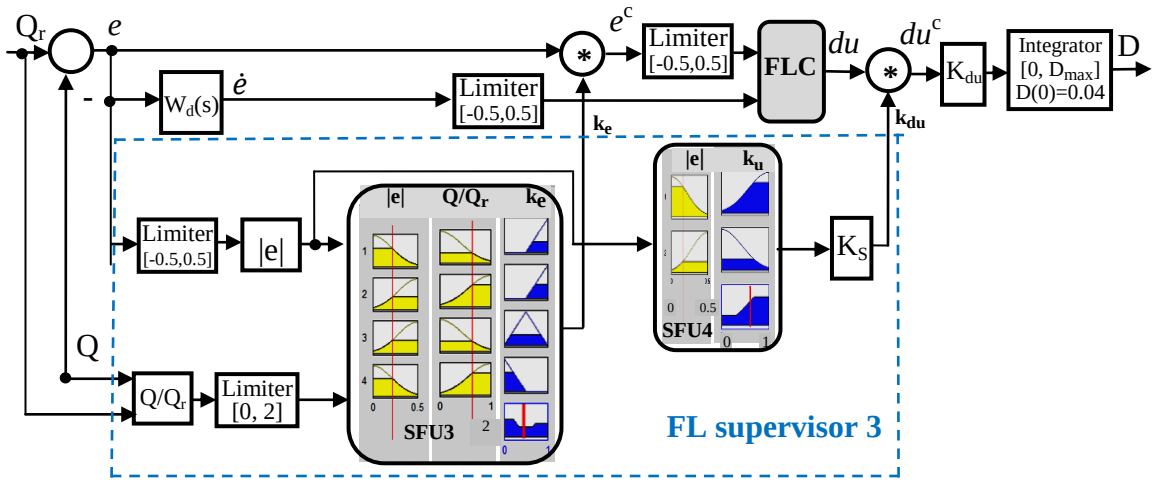


Fig.4. Block diagram of a FLC-FLS controller with FLS structure 3: K_s=3

improving two performances – an integral one - ISE and a related to economic control by tuning all three FLC ScFs.

FLS structure 2 uses the same designed SFU1 and SFU2 but with different inputs – for SFU1 - $|e|$ instead of ISE, for SFU2 - $K_{\text{plant k}}$ instead of $|du|$. SFU1 affects the same FLC input ScFs but this time they are adapted continuously on-line. The correction of K_{du} depending on $K_{\text{plant k}}$ has the effect of identification-based adaptive fuzzy control. The plant gain can easily be estimated on-line and is the most important parameter of

the plant with the greatest impact on system stability and performance. So, FLS structure 2 aims at compensating the uncertainty and the variations of the plant characteristics and reducing the system error by tuning all three FLC ScFs.

FLS structure 3 contains two new FUs. SFU3 is a 2I FU with inputs $|e|\in[0, 0.5]$ and $Q_k/Q_{rk}\in[0, 2]$ while SFU4 has input $|e|$. They have normalized in [0, 1] output corrections k_e. and k_{du} respectively, k_{du} is additionally tuned by the help of K_s. SFU3 and SFU4 are designed with two Gaussian MFs for each input in absolute universe of discourse. SFU3 uses three triangle output MFs while SFU4 – two Gaussian. So, FLS structure 3 minimizes the system error and keeps $Q=Q_r$ thus reducing both undershoot and overshoot by tuning two of the FLC ScFs – K_e and K_{du}.

The three FLS structures are equivalent in number of SFUs and fuzzy rules. The optimal FLS can be determined only on the basis of the defined objective function. Here the objective function accepted is:

$$\mathbf{F}=\frac{\sum_{k=1}^{N}|e_k|}{Q_r}+w.\frac{\sum_{k=1}^{N}|u_k|}{N.D_u}+\max\left(\frac{Q}{Q_r}\right)\rightarrow \underbrace{\min}_{\text{FLS structure}}, \qquad (2)$$

where is the total number of samples for a preset final time t_f of the experiment/simulation, t_f=125 days, w is a weight coefficient, w=100, for consistency of the three integrated objectives (components) in (2) - the relative with respect to reference Q_r IAE, the relative with respect to control range D_u mean absolute control – an estimate of energy efficiency and the maximal output Q to reference Q_r ratio - an estimate of the maximal overshoot $\sigma=\Delta Q/\Delta Q_r-1$. The three variants of FLC-FLS are assessed according to (2) after simulations.

4. Simulation investigations for determination of FLS optimal structure

The comparative analysis of the designed five control systems - linear PI, PI FLC, and FLC-FLS with FLSs of structures 1, 2 and 3, is performed via simulation investigations in Simulink according to the following design plan of experiments: 1) establishment of initial equilibrium for $S_{oi}^{o}=50$, $Q_r(0)$ =0.94, $D(0)$=0.04 without input changes for t=0-5 days; 2) a step change of reference Q_r=0.94→1.174 at time t=5 days; 3) a step change of input organic concentration $S_{oi}^{o}=50\rightarrow70$ at time t=25 days; 4) a step change of reference Q_r=1.174→0.94 at time t=45 days; 5) a step change of input organic concentration $S_{oi}^{o}=70\rightarrow50$ at time t=65 days; 6) a step change of reference Q_r=0.94→1.174 at time t=85 days; 7) a step change of input organic concentration $S_{oi}^{o}=50\rightarrow50$ at time t=105 days.

During the first two experiments ISE is computed for t_s=45 days and then the scaling coefficient K_e and K_{de} are only once retuned and fixed for the rest of the experiments. The last two experiments repeat the first two with the retuned K_e and K_{de} in order to allow comparison. The design plan accounts for reference changes and disturbances at different operation points thus examining the influence of the plant nonlinearity. The step responses of the five control systems with respect to the biogas production rate Q and the control action D are presented in Fig.5 and Fig.6

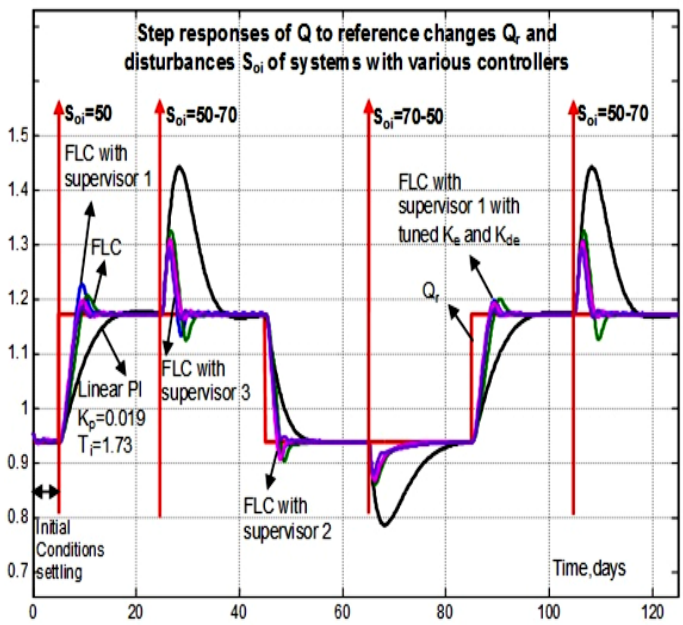


Fig.5. Step responses of *Q* of the control systems with different controllers

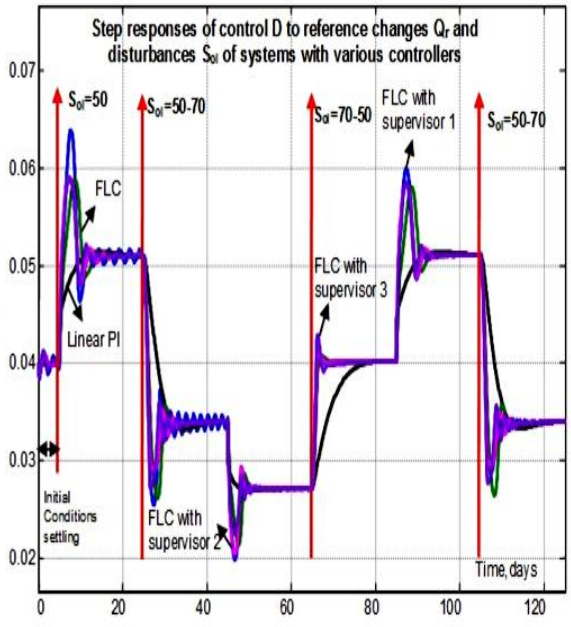


Fig.6. Step responses of *D* of the control systems with different controllers

respectively. The computation of the objective function (2) for the five systems yields $\mathbf{F}_{FLS1}$=4.8, $\mathbf{F}_{FLS2}$=4.6, $\mathbf{F}_{FLS3}$=4.5, $\mathbf{F}_{FLC}$=5.2 and $\mathbf{F}_{PI}$=9.1 which determines FLS with structure 3 as optimal with respect to improving system performance and reducing control effort. The reduction of overshoot with respect to the FLC control system is about 70% and the settling time 2 times. The control action is slightly reduced about 30% with reduced number and magnitude of oscillations, which appear because of the continuous adaptation of the FLC output ScF.

5. Conclusions

The main contributions of the research presented conclude to the following.

- A method for the design of a FLS with optimal structure is developed for economic with respect to reduced control effort and number of FU and fuzzy rules used and efficient improvement of closed loop system performance by adjusting the scaling factors of the main FLC. The optimal structure is estimated using a suggested objective function.
- The method is applied for the PI FLC-FLS control of the biogas production rate in organic waste water treatment.
- The control system with the optimal PI FLC-FLS structure has reduced overshoot and settling time and smoother control compared to PI FLC system and linear PI control. All processes are simulated with Simulink considering various reference and disturbance changes at different operation points in order to examine the system response reflecting the plant nonlinearity.

REFERENCES

[1] Hill DT., Barth CL. (1977), ***A dynamical model for simulation of animal digestion*,** J. Water Pollution Contr. Fed, vol. 10, pp. 2129-2143

[2] Müller T. G., Noykova N., Gyllenberg M., Timmer J. (2002), ***Parameter identification in microbial population dynamics models of anaerobic wastewater treatment***, J. Math. Biosci., vol. 177-178, pp. 147-160

[3] Noykova N., Müller T. G., Gyllenberg M., Timmer J. (2002), ***Quantitative analysis of anaerobic wastewater treatment processes: idetifiability and parameter estimation***, J. Biotech. Bioeng., vol. 78 , No 1, pp. 89-103

[4] Dochain D. and Vanrolleghem P. (2001), ***Dynamical modelling and estimation in wastewater treatment processestive control of bioreactors***, IWA Publishing, UK

[5] Bastin G., Dochain D. (1991), ***On-line estimation and adaptive control of bioreactors***, Elsevier, Amsterdam

[6] Simeonov I., Momchev V., Grancharov D. (1996), ***Dynamic modeling of mesophilic anaerobic digestion of animal waste***, *J. Wat. Res*., vol. 30, No 5, pp. 1087-1094

[7] Yordanova S.T., Noikova N. A. (1996), ***Influence of perturbations on the waste water treatment process***, J. Chem. Biochem. Eng. Q., vol. 10, No 1, pp. 9-14

[8] Bernard O., Hadj-Sadok Z., and Dochain D. (2000), ***Advanced monitoring and control of anaerobic wastewater treatment plants: II - dynamic model development and identification***, Proc.5th Int. Symp.WATERMATEX, Gent, Belgium, pp.3.57-3.64

[9] Yordanova S. (2004), ***Fuzzy two-level control for anaerobic wastewater treatment***, Proc. 2nd Int. IEEE Conf. "Intelligent Systems", Varna, June 22-24, pp. 348-352

[10] Yordanova S., Tsekova R., Tabakova B., Mladenov V. (2007), ***MATLAB Real-Time two-level fuzzy control of nonlinear plant***, Proc. 11th WSEAS Int. Conf. on Systems, Crete, Greece, 23-25 July, pp.183-188

[11] Yordanova S. (2011), ***Methods for design of fuzzy logic controllers for robust process control*****,** KING, S. (in Bulgarian)

[11] Yager R. R., Filev D. P. (1994), ***Essentials of fuzzy modelling and control***. John Wiley & Sons, Inc., N.Y.

[12] Li H.-X., Tso S.K. (1999), ***A Fuzzy PLC with Gain-Scheduling Control Resolution for a Thermal Process – A Case Study***, *J. Cont. Eng. Practice*, No 7,pp. 523-529

[13] Yordanova S., Yankov V. (2014), ***Fuzzy supervisor for nonlinear self-tuning of controllers in real time operation***, *Proceedings of the Technical University of Sofia*, vol. 64, No 1, pp. 131-140

[14] Yordanova S., Yankov V. (2015), ***Design and Stability Analysis of Supervisor-based Adaptive Fuzzy Logic Control System for Temperature***, Int. Journal of IT, Engineering and Applied Sciences Research (IJIEASR), vol. 4, No 4, pp.20-29

Authors: Snejana Yordanova, Professor, Dr., dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *sty@tu-sofia.bg* ; Desislava Stoitseva-Delicheva, Assistant professor, PhD, dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *stoitseva@tu-sofia.bg*

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Stanislav Enev

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНИ РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ

Борис Грасиани, Нина Николова

Резюме: *В работата е предложен метод за проектиране на нов клас робастни репетитивни системи за управление с вътрешен модел. За доказване ефективността на предложената система за управление е направен сравнителен анализ с робастна система с вътрешен модел и класическа система за управление с PID регулатор.*

Ключови думи: *робастна система, репетитивно управление, робастна устойчивост и робастно качество*

STUDY OF ROBUST REPETITIVE INTERNAL MODEL CONTROL SYSTEMS

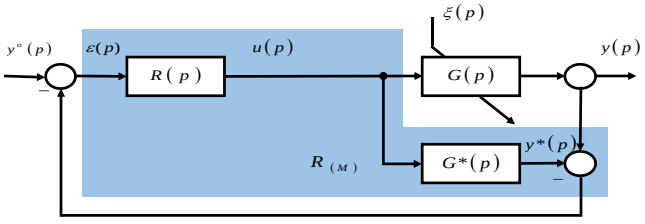
Boris Grasiani, Nina Nikolova

Abstract: *The works propose method for design of a new class of robust repetitive internal model control systems. To prove the performance of the proposed control systems has been made a comparative analysis with robust internal model control system and classical control system with PID controller.*

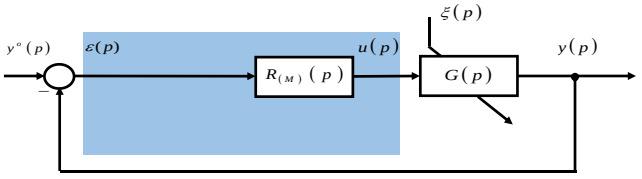
Keywords: *robust control system, repetitive control, robust stability and robust performance*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В литературата [6]÷[7] е известен методът на свободния параметър, който решава задачата за аналитичен синтез на робастни системи с вътрешен модел (фиг.1) за управление на обекти в условията на неопределеност. Този метод използва критерии (1):



Фиг.1.a



Фиг.1.b

където (1a) е критерий за робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено при синтеза параметрично множество Π ; (1b) е локален критерий за качество (***ЛКК***) -процес с минимална интегрално-квадратична грешка ε .

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

$$\left\{\begin{array}{l} a)\quad \Pi=\left\{\begin{array}{l} \Delta G:\left|\dfrac{G(j\omega)-G^{*}(j\omega)}{G^{*}(j\omega)}\right|\le \bar{\ell}_m(\omega)=G^{\blacksquare} \\ \left\|\eta\,\bar{\ell}_m\right\|_\infty=\sup\limits_{\omega}\left|\eta\bar{\ell}_m\right|<1;\quad \bar{\ell}_m(\omega)<|\eta|^{-1},\forall\omega \\ \|ev\|_\infty=\sup\limits_{\omega}|ev|<1;\qquad |\eta\,\bar{\ell}_m|+|ev|<1,\forall\omega \end{array}\right\} \\ b)\quad \|\varepsilon\|_2^2=\int\limits_0^\infty \varepsilon^2(t)dt\,;\ \min\limits_R\|\varepsilon\|_2^2=\min\dfrac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}|\varepsilon(j\omega)|^2\,d\omega \end{array}\right\} \qquad (1)$$

Началните условия за синтез са предварително известни: номинален $G^{*}(p)$ и смутен $G^{\blacksquare}(p)$ на най-горна граница модели на обекта за управление и вид на входния сигнал към системата $y^{o}(p)$. Робастният регулатор в системата има вида (2):

$$R_{(M)}(p)=k_{R_{(M)}}\left(1+\tau_D p+\frac{1}{\tau_I p}\right)\frac{1}{\tau_F p+1} \qquad (2)$$

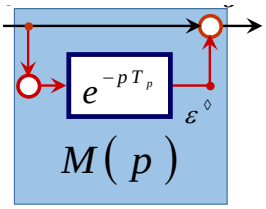
където: $k_{R_{(M)}}$ е предавателен коефициент, τ_D - времеконстанта на диференциране, τ_I - времеконстанта на интегриране, τ_F - времеконстанта на филтъра.

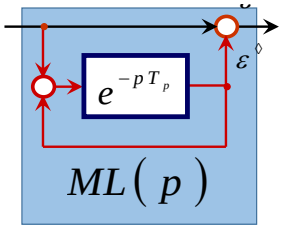
В литературата [3]÷[5] е известен контура ML (Memory Loop) (фиг.2.б), използван в репетитивните системи за режетиране на периодичен сигнал. Аналитичното описание на фрагмента $M(p)$ (фиг.2.а) и на репетитивен филтър $ML(p)$ (фиг.2.б) са дадени съответно с (3.а) и (3.б), където $\varepsilon^{\Diamond}$ е адитивната съставяща на ε.

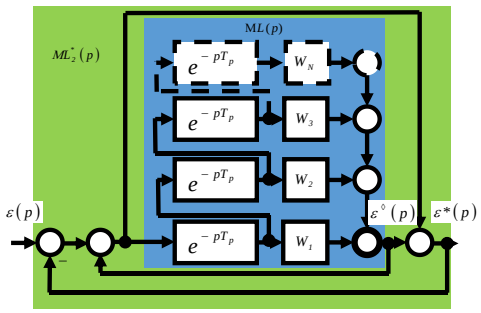
Репетитивното управление [1]÷[5] е стратегия за постигане на високо качество и максимална ефективност на системи за управление на обекти, които се характеризират в експлоатационни условия с наличието на периодични външни сигнални смущения. Периодът на тези смущения $T_p=2\pi/\omega_p$ е предварително известен. Параметрите на сигналните смущения са постоянни и предварително известни по стойност на етапа на проектиране на системата.

В литературата [3]÷[5] са познати също така и усъвършенствани $\mathcal{ML}$ структури на репетитивните филтри, един от които е визуализиран на фиг.3. Разликата с базовия фрагмент (фиг.2) е, че към него се добавят N на брой звена със закъснение в паралел. Усъвършенстваният $\mathcal{ML}$-филтър (фиг.3), удовлетворява изискванията за устойчивост на $\mathcal{ML}$-контура като елемент в репетитивната система. Използването на съответния брой звена въвежда и определен брой l_i допълнителни хармоници в честотните ***Bode***-характеристики на $\mathcal{M}_{\mathcal{L},i}$ репетитивен филтър. Хармониците са разположени симетрично в характеристиката по отношение на честота ω_p. Така, чрез въведения брой допълнителни хармоници, точката за $\omega=\omega_p$ от характеристиката на $\mathcal{ML}$-структурата се трансформира в хоризонтален профил за $\Delta\omega_i=f(\omega_p,l_i)$, $\Delta\omega_i\in[\omega_b,\omega_h]$ честотен диапазон.

Фиг.2.а Фиг.2.б Фиг.3







$$M(p)=\varepsilon^*(p)/\varepsilon(p)=1+e^{-pT_p} \tag{3.а}$$

$$ML(p)=\varepsilon^*(p)/\varepsilon(p)=\left(1-e^{-pT_p}\right)^{-1} \tag{3.б}$$

Усъвършенствания репетитивен филтър се описва с (4):

$$\mathcal{M}_{L,2}(p)=\frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)}=\left(2-\sum_{k=1}^{N}W_k(p)e^{-pkT_p}\right)^{-1} \tag{4}$$

За да се намали чувствителността при вариации на ω_p се налага следното ограничение : $\sum_{i=1}^{N}W_i\, i^{(N-1)}=0$.

Методът, който се предлага в литературата [3]÷[5] за синтез на $\mathcal{ML}$ филтри е ***"Метод на режетиращия модул за лентов филтър".*** Същността на метода като последователна честотна корекция се състои в определяне вида на структурата и броя звена със закъснение. Началните условия са предварително известните: стойности на честота ω_p и на гранични честоти ω_b, ω_h. Критерият при проектирането на филтъра ***"хоризонтален профил на модула на чувствителността"*** в зададен честотен диапазон се дефинира с (5)÷(7).

$$\begin{aligned}
&d\left|M_{L,i}(j\omega)\right|/d\omega=0 && ,\forall\omega\in\Delta\omega_i;\\
&\left|M_{L,i}(j\omega)\right|=const<<<1 && ,\forall\omega\in\Delta\omega_i;\\
&\left|M_{L,i}(j\omega)\right|\equiv 1 && ,\forall\omega\in[0,\omega_{b,i}],\forall\omega\in[\omega_{h,i},\infty);\\
&\Delta\omega_i\in[\omega_{b,i},\omega_{h,i}] && ,(\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i})
\end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
&l_i(\omega_p,\Omega_i)=\frac{\log_{10}(\omega_p-\omega_{b,i})}{\log_{10}(\omega_{h,i}-\omega_p)}=\frac{\log_{10}(\omega_p-\omega_p\Omega_i^{-1})}{\log_{10}(\omega_p\Omega_i-\omega_p)}\\
&\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i};\quad \omega_{h,i}-\omega_{b,i}=\omega_i>0;\quad 2\le l_i\le 20\\
&\Omega_i=(\omega_p/\omega_{b,i})=(\omega_{h,i}/\omega_p);\quad 1.5\le\Omega\le 3.0
\end{aligned} \tag{6}$$

$$\left|\mathcal{M}_{L,i}(j\omega)\right|\equiv\left\{\begin{matrix}0, & \forall\omega\in\Delta\omega_i,(\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i})\\ 1, & \forall\omega\in[0,\omega_{b,i}],\forall\omega\in[\omega_{h,i},\infty),(\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i})\end{matrix}\right\} \tag{7}$$

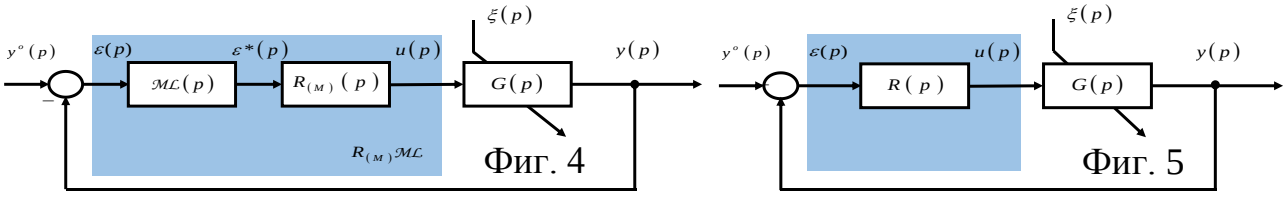
Въз основа на гореизложеното настоящата разработка си поставя за ***Цел*:** синтез на нов клас робастни репетитивни системи за управление, които чрез комбинирано прилагане на известни методи за синтез: метод на свободния параметър и метод на „режетиращия модул за лентов филтър", ще съчетава предимствата на робастното управление на обекти в условията на априорна неопределеност и ефективното филтриране на периодични смущения върху регулируемата вели-

чина чрез репетитивното управление. ***Задачите*** поставени пред разработката, в изпълнение на тази цел, са да се: • предложат функционална структура и съответстващ метод за синтез на робастни репетитивни системи с вътрешен модел; •моделират и симулационно анализират динамични времеви и честотни характеристики на предложената система; • изследва ефективността на предложения клас робастни системи, чрез сравнителен анализ с работата на робастна система с вътрешен модел и класическа система за управление с ***PID*** регулатор.

2. МЕТОД ЗА СИНТЕЗ НА РОБАСТНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ

На базата на познатите робастна с вътрешен модел [6]÷[7] и репетитивна системи за управление [3]÷[5] се предлага нов вид - робастна репетитивна система с вътрешен модел (фиг.4). Той се характеризира с подобрени робастни свойства и инвариантност към периодични външни смущения. Методът за синтез на този клас системи е ***„метод на свободния параметър и на режетиращия модул за лентов филтър“***, при критерии (8), където (8a) е критерий за робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено при синтеза параметрично множество Π; (8b) е ***ЛКК*** - процес с минимална интегрално-квадратична грешка ε, (8.c) изискване към модула на филтъра $\left|M_{l,i}(j\omega)\right|$, $\Delta\omega_i$ - честотен диапазон.

$$
\left\{
\begin{array}{l}
a)\ \ \Pi=\left\{
\begin{array}{ll}
\Delta G:\left|\dfrac{G(j\omega)-G^{*}(j\omega)}{G^{*}(j\omega)}\right|\le \bar{\ell}_m(\omega)=G^{\blacksquare}(j\omega) & \\
\left\|\eta\bar{\ell}_m\right\|_\infty=\sup\limits_{\omega}\left|\eta\bar{\ell}_m\right|<1; & \bar{\ell}_m(\omega)<|\eta|^{-1},\forall\omega \\
\left\|ev\right\|_\infty=\sup\limits_{\omega}\left|ev\right|<1; & \left|\eta\bar{\ell}_m\right|+\left|ev\right|<1,\forall\omega
\end{array}
\right\} \\
b)\ \ \left\|\varepsilon\right\|_2^2=\displaystyle\int_0^\infty\varepsilon^2(t)\,dt\,;\ \min_R\left\|\varepsilon\right\|_2^2=\min\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\varepsilon(j\omega)\right|^2 d\omega \\
c)\ \ \left\{
\begin{array}{ll}
d\left|\mathcal{M}_{L,i}(j\omega)\right|/d\omega=0 & ,\forall\omega\in\Delta\omega_i\,; \\
\left|\mathcal{M}_{L,i}(j\omega)\right|=const<<<1 & ,\forall\omega\in\Delta\omega_i\,; \\
\left|\mathcal{M}_{L,i}(j\omega)\right|\equiv 1 & ,\forall\omega\in[0,\omega_{b,i}],\forall\omega\in[\omega_{h,i},\infty); \\
\Delta\omega_i\in[\omega_{b,i},\omega_{h,i}] & ,(\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i})
\end{array}
\right.
\end{array}
\right.
\qquad (8)
$$



Фиг. 4

Фиг. 5

Началните условия при които се извършва синтеза са: предварително известни: номинален $G^{*}(p)$ и смутен $G^{\blacksquare}(p)$ на най-горна граница модели на обекта за управление, вид на входния сигнал към системата $y^{o}(p)$, стойности на честота ω_p на периодичното сигнално смущение и на граничните честоти ω_b ,ω_h.

Реализиращият алгоритъм на ***„метода на свободния параметър и на режетиращия модул за лентов филтър“*** се състои в два етапа:

- Първи етап - проектиране на робастен регулатор с вътрешен модел по метода на свободния параметър, настроен към номинален модел на обекта за управление.
- Втори етап - проектиране на робастен репетитивен филтър, който етап е независим от първи етап.

3. СИНТЕЗ И МОДЕЛИРАНЕ НА РОБАСТНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ

За доказване на ефективността на предложената робастна репетитивна система за управление при ***ЛКК*** - процес с минимална интегрално-квадратична грешка върху конкретен числен пример на обект за управление, зададен с номинален (9) и смутен на горна граница (10) модели и период $T_p = 100\,s$ на сигналните смущения са синтезирани системи с:

- класически ***PID*** регулатор (11.a), (фиг.5).
- робастен регулатор с вътрешен модел (11.b) (фиг.1);
- робастни ***MLi***-филтри с памет $\mathcal{M}_{\mathcal{L},\,i}$ с $N=1,\ N=3,\ N=10$ паралелни звена със закъснение $e^{-T_p p}$ (фиг.3) и робастни репетитивни регулатори $R_{(M)}\mathcal{ML}_i$ с вътрешен модел (11.c), (фиг.4).

$$G^*(p)=\frac{1.25}{10\,p+1}e^{-2\,p} \quad (9) \qquad\qquad G'(p)=\frac{2.1}{10\,p+1}e^{-5\,p} \quad (10)$$

$$R_{PID}(p)=2.1\left(\frac{10\,p+1}{10\,p}\right)\left(\frac{0.1\,p+1}{0.02\,p+1}\right) \quad (11.a)$$

$$R_{(M)}(p)=0.243335\left(1+0.909\,p+\frac{1}{4.99\,p+1}\right)\frac{1}{0.967742\,p+1} \quad (11.b)$$

$$R_{(M)}\mathcal{ML}(p)\hat{=}R_{(M)}(p)\,\mathcal{ML}(p) \quad (11.c)$$

Така синтезираните системи са моделирани, а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на ***Padé*** [8]. Моделите са симулирани паралелно, а резултатите са визуализирани както следва на:

- фиг.6 - паралелно времевите и честотни характеристики на робастни репетитивни системи с вътрешен модел при $N=1,\ N=3,\ N=10$ звена със закъснение в $\mathcal{ML}(p)$, за номинален модел на обекта $G^*(p)$ (9);
- фиг.7 - паралелно времевите и честотни характеристики на робастни репетитивни системи с вътрешен модел при $N=1,\ N=3,\ N=10$ звена със закъснение в $\mathcal{ML}(p)$, за смутения на най-горна граница модел на обекта $G'(p)$ (10).

За по-нататъшния анализ предложен в настоящата работа е избран робастен репетитивен регулатор с вътрешен модел, в който е използван $N=1$ брой звена при проектирането на репетитивния филтър $\mathcal{ML}(p)$.

За така проектираните системи в сравнителен план са показани, както следва на:

- фиг.8 - паралелно времевите и честотни характеристики на номиналните (с $G^*(p)$ (9)) робастна репетитивна с вътрешен модел, робастна с вътрешен модел

и класическа с ***PID*** регулатор системи за управление;

• фиг.9- паралелно времевите и честотни характеристики на смутените (с $G^{\blacksquare}(p)$ (10)) робастна репетитивна с вътрешен модел, робастна с вътрешен модел и класическа с ***PID*** регулатор системи за управление.

Анализът на качеството на системите потвърждава, че:

➢ в номинален (9) параметричен режим (фиг.8) и трите системи: ● удовлетворяват критерия за минимална интегрално квадратична грешка; ● са устойчиви; ● удовлетворяват предявените изисквания за качество в задачата за синтез;

➢ в смутен на горна граница (10) параметричен режим (фиг.9): ● двете робастни системи са устойчиви, докато класическата система губи устойчивост; ● робастната репетитивна система значително превъзхожда по качество и робастната с вътрешен модел и класическата с ***PID*** регулатор системи.

4. РОБАСТЕН АНАЛИЗ

За всяка една от синтезираните в предходния раздел системи е проведен:

➢ ***Nyquist*** робастен анализ по характеристиките на отворените системи. Системата е робастна за целия диапазон Π (12) на вариациите ΔG, ако множеството $\pi(j\omega)$ (13) (визуализирано като кръг с окръжност π^0 (15)), не обхваща $(-1, j0)$ точката за нито една стойност на честотата ω в диапазона $\omega \in [0,\infty)$. Това е възможно само в случаите, за които разстоянието от коя и да е точка $\omega = \omega_i$ на $\pi(j\omega)$, определено с $|1+G(\omega_i)R(\omega_i)|$, до точката $(-1, j0)$ е по-голямо от радиуса $r^0(\omega_i)$ (14). Изискванията за постигане на робастна устойчивост и робастното качество на системата са отразени с (16) и (17).

$$\Pi(j\omega)=\left\{\begin{array}{l}\Delta G(j\omega): |G(j\omega)-G^*(j\omega)| \le \bar{\ell}_a(\omega), (\omega\in[0;\infty)) \\ \Delta G(j\omega): \dfrac{|G(j\omega)-G^*(j\omega)|}{|G^*(j\omega)|} \le \bar{\ell}_m(\omega), \left(\bar{\ell}_m(\omega)=\dfrac{\bar{\ell}_a(\omega)}{|G^*(j\omega)|}\right)\end{array}\right\} \quad (12)$$

$$\pi(j\omega)\in W(j\omega), (\omega\in[0;\infty)) \quad (13)$$

$$r^0(\omega_i)=|l_a(\omega_i)R(\omega_i)|=\left|l_{m(\omega_i)}R(\omega_i)G^*(\omega_i)\right| \quad (14)$$

$$\pi^0(j\omega)=\left\{\begin{array}{l}Re^0(\omega_i)=Re^*(\omega_i)+r(\omega_i)\cos\Omega, (\Omega\in[0,\infty)) \\ Im^0(\omega_i)=Im^*(\omega_i)+r(\omega_i)\sin\Omega, (\Omega\in[0,\infty))\end{array}\right\} \quad (15)$$

$$|1+G^*(\omega)|>r^0(\omega), \forall\omega \quad (16)$$

$$|1+G^*(\omega)R(\omega)|>|G^*(\omega)R(\omega)|\bar{\ell}_m(\omega), \forall\omega \quad (17)$$

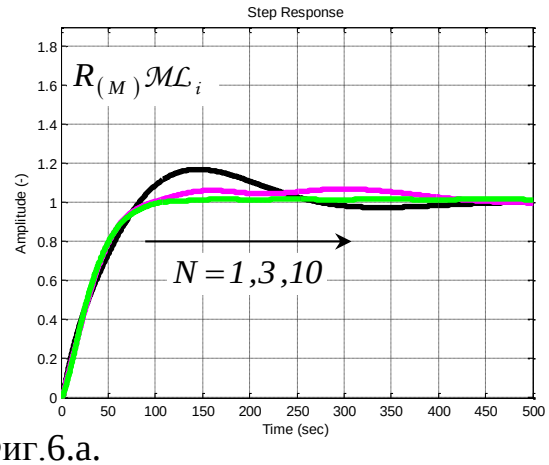
➢ Робастен анализ по характеристиките на чувствителността (18) на затворените системи. Необходимите и достатъчни условия за робастна устойчивост и за робастно качество се изразяват респективно с (19.a) и (19.b).

$$e(\omega)=(1+R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0\varepsilon}(\omega) \quad (18.a)$$

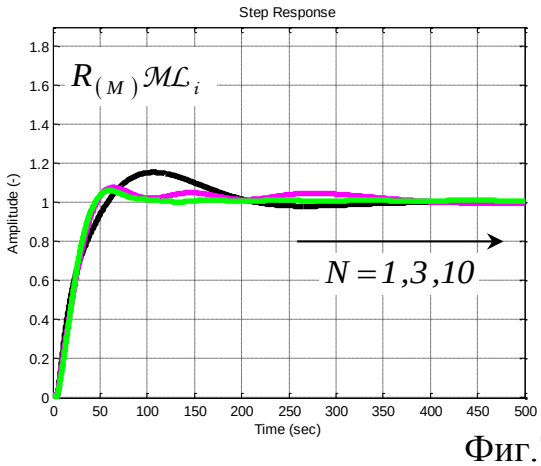
$$\eta(\omega)=R^*(\omega)G^*(\omega)(1+R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0y}(\omega) \quad (18.b)$$

$$|\eta^*(\omega)|\bar{\ell}_m(\omega)<1, \forall\omega \quad (19.a)$$

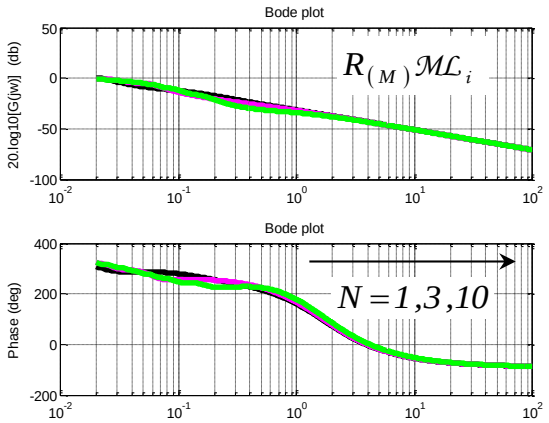
$$|\eta^*(\omega)\bar{\ell}_m(\omega)|+|e^*(\omega)v(\omega)|<1, \forall\omega \quad (19.b)$$



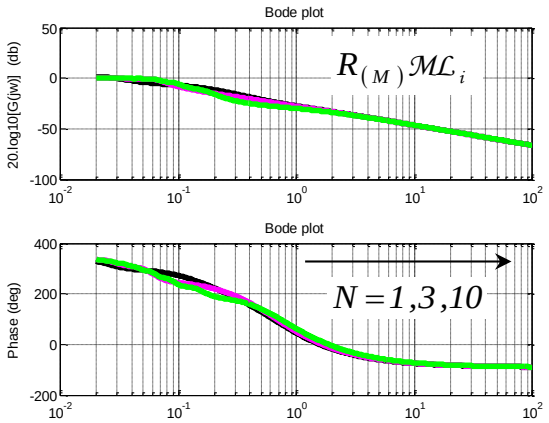
Фиг.6.a.



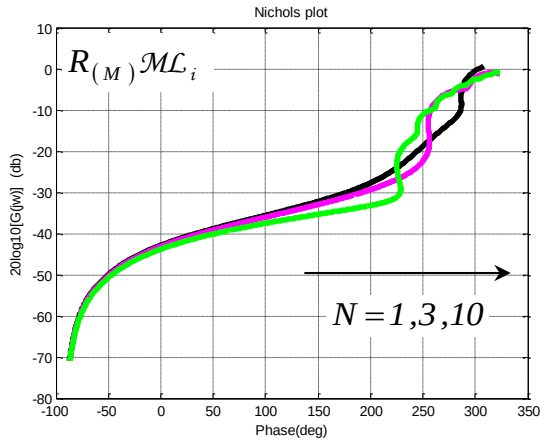
Фиг.7.a.



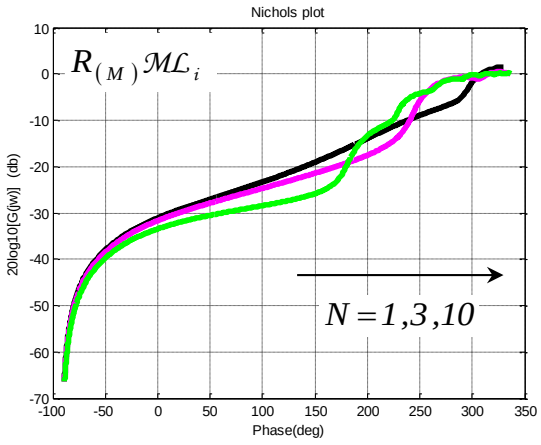
Фиг.6.b.



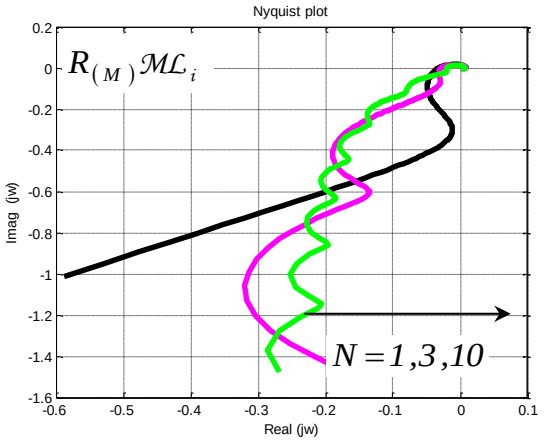
Фиг.7.b.



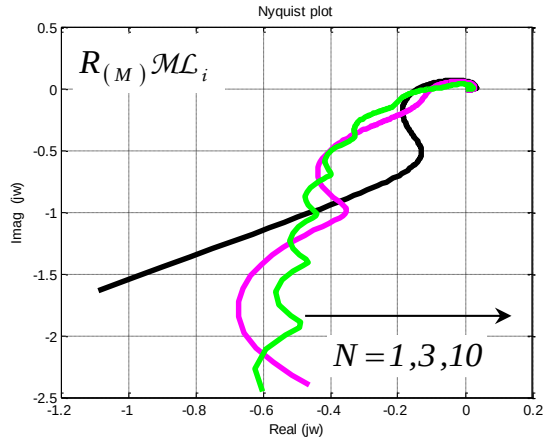
Фиг.6.c.



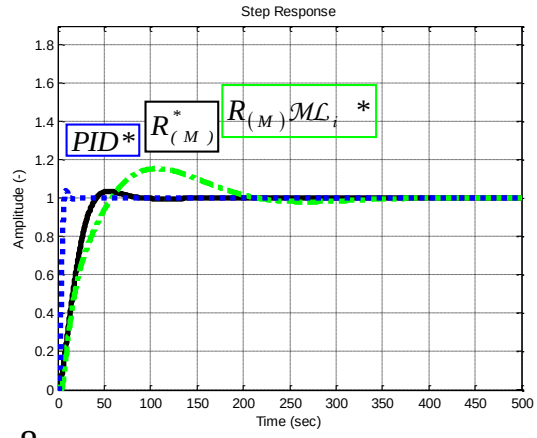
Фиг.7.c.



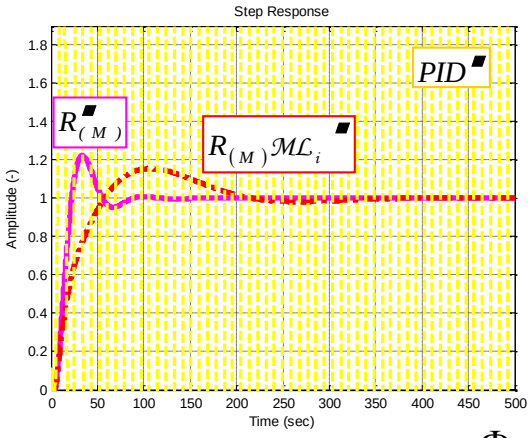
Фиг.6.d.



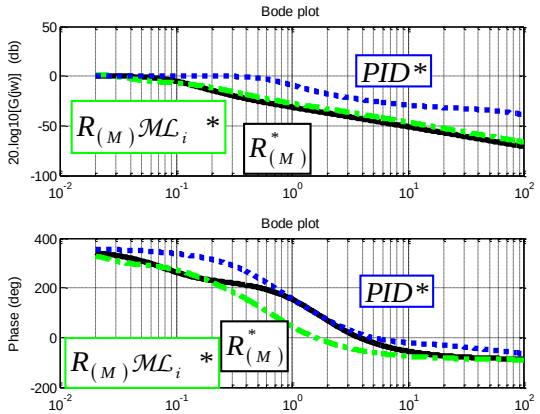
Фиг.7.d.



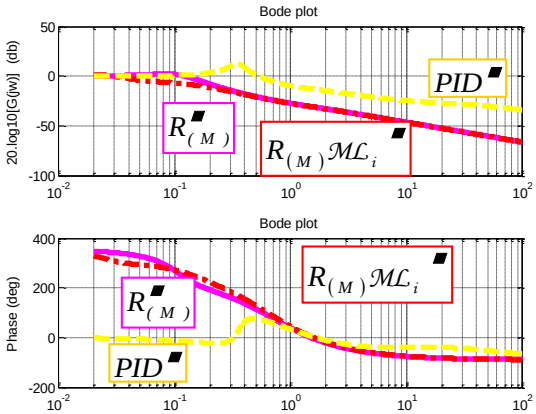
Фиг.8.a.



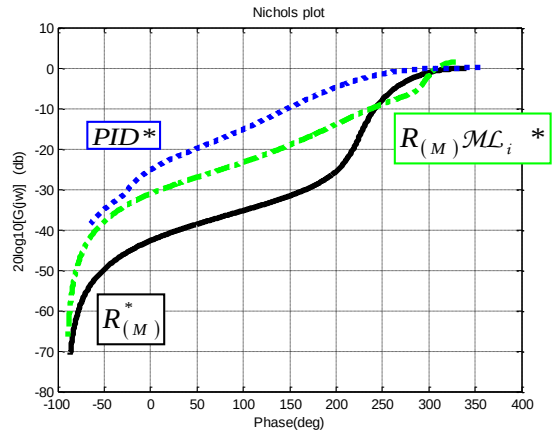
Фиг.9.a.



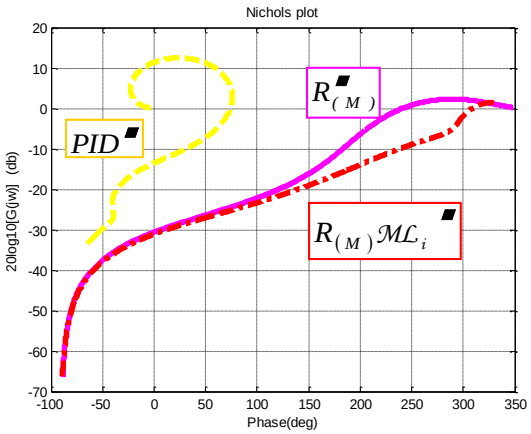
Фиг.8.b.



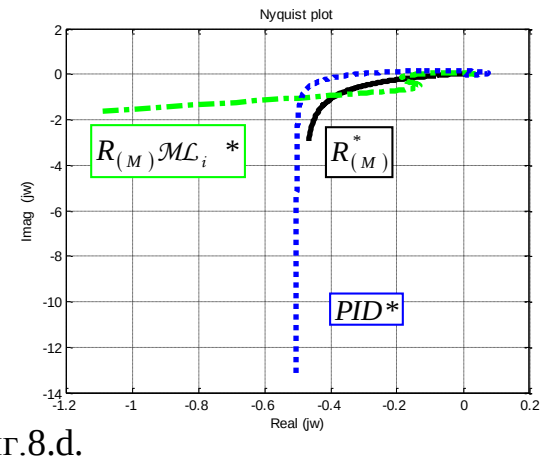
Фиг.9.b.



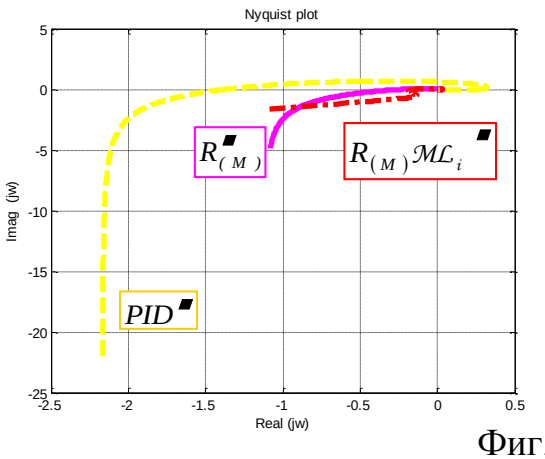
Фиг.8.c.



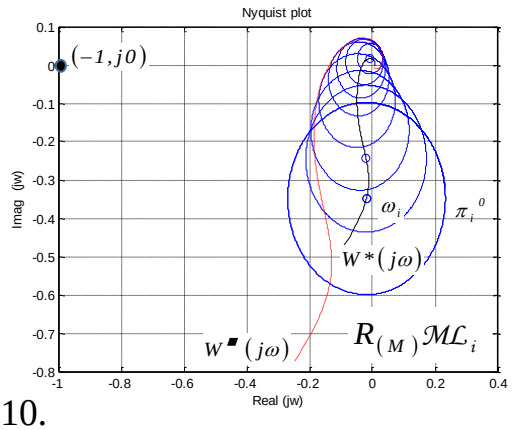
Фиг.9.c.



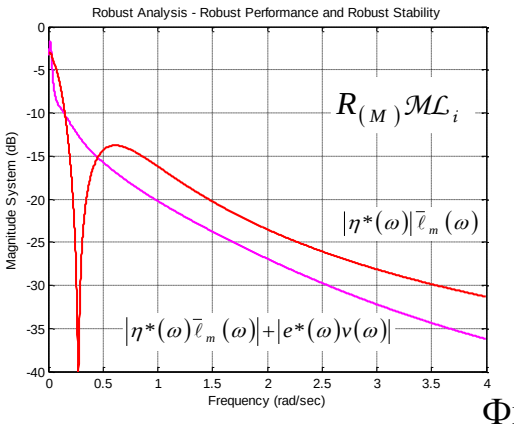
Фиг.8.d.



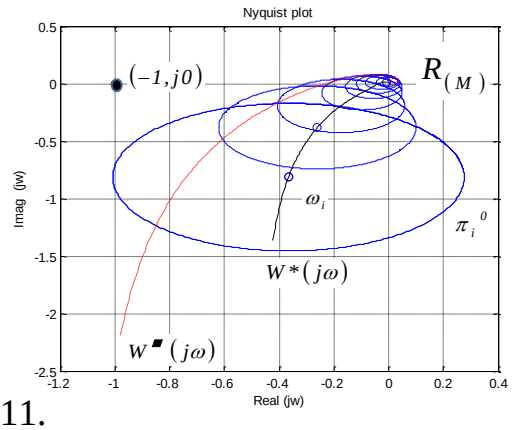
Фиг.9.d.



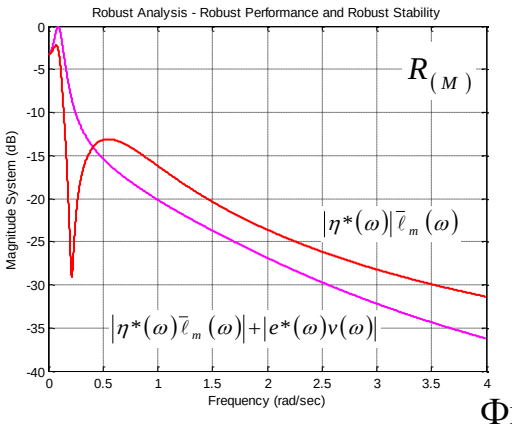
Фиг.10.



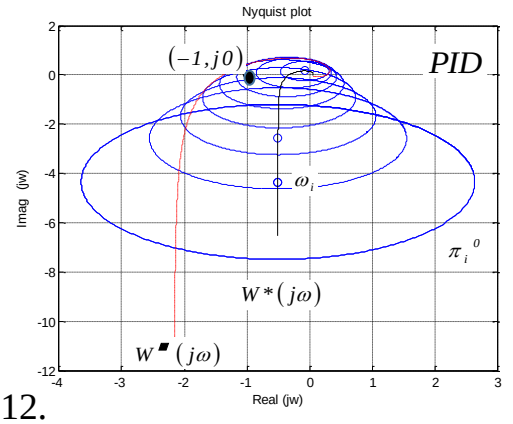
Фиг.13.



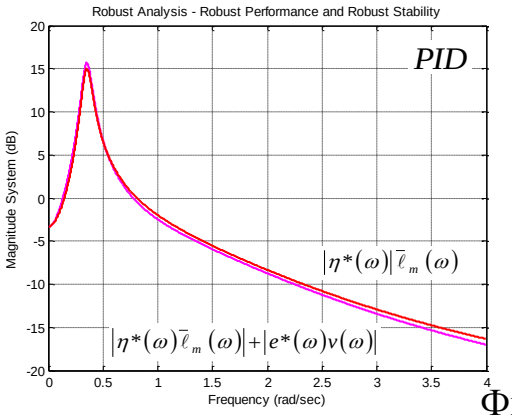
Фиг.11.



Фиг.14.



Фиг.12.



Фиг.15.

Резултатите от робастния анализ по характеристиките на отворените и на затворените системи аналитично доказват, че в условията на репараметризиране/реструктуриране на номиналния модел на обекта:

● класическата система (фиг.5) не притежава робастна устойчивост и робастно качество, тъй като нейните характеристики не удовлетворяват изискванията формулирани с (16)÷(17), (фиг.12) и (19), (фиг.15);

● робастната система с вътрешен модел (фиг.1) удовлетворява изискванията за робастна устойчивост и робастно качество (16)÷(17), (фиг.11) и (19), (фиг.14);

● робастната репетитивна система с вътрешен модел (фиг.4) удовлетворява изискванията за робастна устойчивост и робастно качество (16)÷(17), (фиг.10) и (19), (фиг.13)**;**

● робастната репетитивна система с вътрешен модел (фиг.4) доказано превъзхожда робастната с вътрешен модел и класическата системи с робастните си свойства**.**

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В изпълнение на поставената цел в настоящата работа са решени задачите за: анализ и синтез на робастни репетитивни системи с вътрешен модел. Новото и оригиналното в работата се определя с това, че:

- предложени са нов клас робастни репетитивни системи с вътрешен модел и метод за техния синтез;
- потвърдена е приложимостта на предложения метод за проектиране на робастна репетитивна система с вътрешен модел за конкретен числен пример;
- доказани са предимствата в качеството на предложения нов клас системи в сравнение с робастната с вътрешен модел и с класическата системи при едни и същи други условия с използване на метода на сравнителния анализ;
- за разгледания числен пример са доказани робастните свойства на предложените робастни репетитивни системи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ya Li Zhou, Yi Xin Yin, Qi Zhi Zhang, An optimal repetitive control algorithm for periodic impulsive noise attenuation in a non-minimum phase ANC system, Applied Acoustics, 73, © 2013 Elsiver Ltd., 1175-1181

[2] J. D. Alvarez, R. Costa-Castello, M. Berenguel & L. J. Yebra, A repetitive control sheme for distributed solar collector field, Internal Journal of Control, Vol.83, No. 5, © May 2010 Taylor and Francis, DOI: 10.1080/00207170903502849, 970-982

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

[4] Николова Н. Г., Изследване на репетитивни системи за управление, Годишник на ТУ-София, том 63, книга 1, © 2013 Изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 53-62

[5] Николова Н. Г., Е. К. Николов, Предиктивно-Репетитивно Управление (приложни методи за управление на технологични процеси - III част), © 2015 Изд. на Технически Университет София, ISBN 978-619-167-136-6, 158 стр.

[6] Николова Н., Е. Николов, Приложни методи за управление на технологични процеси, © 2009 изд. на Технически Университет София, ISBN :8-954-438-784-6, 358 стр.

[7] Николов Е., Робастни системи (приложни методи за управление на технологични процеси - II част), © 2005 изд. на Технически Университет София, ISBN 954-438-499-5, 144 стр.

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

Автори: Борис Грасиани, маг. инж. докторант, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *bgrasiani@abv.bg;* доц. д-р Нина Николова, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail adress: *ninan@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** проф. дтн Емил Николов

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ НА ВЪЗДУШНО-ВИТЛОВО МАХАЛО В СИСТЕМА С ЕТАЛОНЕН МОДЕЛ И ПИД ЗАКОН В ОСНОВНИЯ КОНТУР

Станислав Енев

Резюме: *В работата е представен синтез на алгоритъм за настройка на параметрите на ПИД регулатор в адаптивна система с еталонен модел (АСЕМ) с използване на втория метод на Ляпунов за обект на управление, описан с предавателна функция на звено от втори ред. Полученият адаптивен закон е приложен за управлението на лабораторно въздушно-винтово махало. Представени са първи експериментални резултати от работата на системата.*

Ключови думи: *адаптивна система с еталонен модел, втори метод на Ляпунов, въздушно-витлово махало, експериментални резултати*

PID-BASED MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL OF A LABORATORY PROPELLER-DRIVEN PENDULUM

Stanislav Enev

Abstract: *In the paper, the design of the adaptation control law in a model-reference adaptive system (MRAS), based on the Lyapunov's direct method is presented for the case of PID control law in the main loop and second-order plant transfer function. The obtained control law is applied for the control of a laboratory propeller-driven pendulum. First experimental results are presented*

Keywords: *model-reference adaptive control system, Lyapunov's direct method, propeller-driven pendulum, experimental results*

1. Introduction

Pendulum systems, within different setups and actuation variants of the apparatus, offer benchmark dynamics for testing novel control designs and design approaches and are extensively used in classrooms as a teaching "tool" in the control systems theory field. This paper considers a simple pendulum, driven by the thrust of a motorized propeller attached to the free end of the pendulum rod. Different realizations of the same apparatus, driven in single-motor (unidirectional thrust) or dual-motor configurations have been reported lately [1-5] along with different control design tested in experiments. The linearization of the pendulum nonlinear second-order basic dynamic model at different angular positions suggests parameter variations, which in turn determine various dynamic behaviors, ranging from under-damped to over-damped and even unstable for angles of operation above the horizontal line. Thus, an adaptive con-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

trol approach seems suitable when operation in a larger range of pendulum angles is required.

In this paper, a model-reference adaptive control system is designed and tested for a laboratory propeller-driven pendulum by using Lyapunov's direct method. The model used for design is based on a linear second-order dynamics, put into phase variable canonical state-space form, which is then augmented with the control-error derivative, so that integral action is attributed. Thus, the main control law represents a PID one with proportional and derivative terms acting only on the controlled output. First experimental results are presented showing stable behavior of the control system when proper tuning of the adaptation gains is done.

2. Control law design

Comprehensive overviews of design methods for different variants of model reference adaptive controllers are presented in [6] and [7]. Here, basically a state-feedback adaptive controller is designed, though in the practical realization only output measurements are used and explicit derivation is implemented for completing the state vector for feedback.

The nonlinear equation describing the dynamics of the driven pendulum, depicted in Fig.1, with only viscous friction included, is given by:

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} + ml_{cm}\sin\theta = l_p T\,, \tag{1}$$

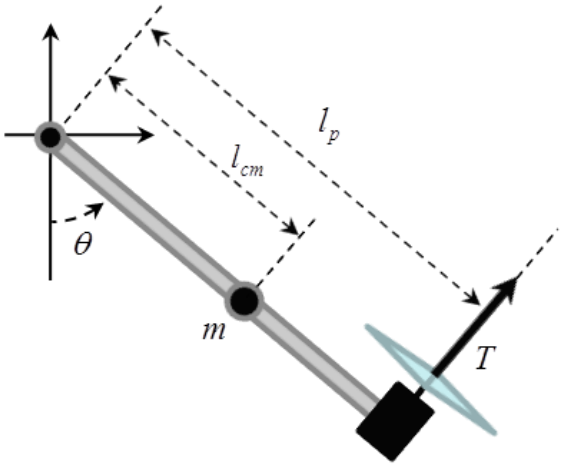


Fig.1. Sketch of the propeller-driven pendulum

with: $\theta(t)$ - pendulum angle;

$T(t)$ - thrust (force) created by the propeller;

m - mass of the pendulum;

l_{cm} - distance to the center of mass of the entire pendulum (from the pendulum joint);

l_p - distance to the propeller axis;

J - moment of inertia of the pendulum around the joint axis;

c - viscous friction coefficient.

The model used for design is given by (2):

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}\,, \tag{2}$$

as suggested by the linearization of (1). The model is put in phase-variable canonical form (3), with output and output derivative as state variables:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}\boldsymbol{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \end{bmatrix}u, \quad \boldsymbol{x} = [y,\ \dot{y}]^T \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\boldsymbol{x}\end{aligned}. \tag{3}$$

The description is then augmented to third-order by adding the control error derivative as state variable as:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_0 & -a_1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}\bar{\boldsymbol{x}} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}r, \quad \bar{\boldsymbol{x}} = [y,\ \dot{y},\ \dot{\varepsilon}]^T,\ \ \varepsilon = r - y \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}\bar{\boldsymbol{x}}\end{aligned}, \tag{3}$$

with r being the reference input.
This is done, so that an integral action is implemented in the control law, which is introduced as a state-feedback in the form:

$$u = -\boldsymbol{K}\bar{\boldsymbol{x}}, \quad \boldsymbol{K} = [k_0,\ k_1,\ k_2]\,. \tag{5}$$

The closed-loop system is put in the form:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} &= \boldsymbol{A}\bar{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}r \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}\bar{\boldsymbol{x}}\end{aligned}, \tag{6}$$

with matrix coefficients, given by:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -(a_0 + b_0k_0) & -(a_1 + b_0k_1) & -b_0k_2 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \tag{7}$$

The corresponding transfer function is calculated as:

$$\frac{y(p)}{r(p)} = \frac{b_0k_2}{s^3 + (a_0 + b_0k_0)s^2 + (a_1 + b_0k_1)s + b_0k_2}\,. \tag{8}$$

It is seen, that indeed the steady-state gain is equal to 1, resulting from the integral action in the control law.

For the adaptation law design, it is adopted that the model parameters are unknown constants, and $b_0 > 0$.

The reference model is chosen with the same matrix and vector structures as the state-space description of the closed-loop system, that is:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_m &= \boldsymbol{A}_m\boldsymbol{x}_m + \boldsymbol{B}_m r \\ y_m &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}\boldsymbol{x}_m\end{aligned}, \tag{9}$$

with: $\boldsymbol{A}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -f_2 & -f_1 & f_0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{B}_m = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$.

The values of the coefficients f_i are chosen, such that the system's matrix is Hurwitz and its eigenvalues attribute the desired performance to be achieved by the closed-loop control system. It can be easily calculated by equalizing the respective coefficients that model reference and closed-loop state equations and outputs are made identical for the following values of the state-feedback gains:

$$\boldsymbol{K}^* = [k_0^*,\ k_1^*,\ k_2^*] = \left[\frac{f_2 - a_0}{b_0},\quad \frac{f_1 - a_1}{b_0},\quad -\frac{f_0}{b_0} \right].$$

An error vector is defined as:

$$\boldsymbol{e} = \bar{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}_m .$$

From (6) and (9), the error differential equation is obtained, which is put in the following form:

$$\dot{\boldsymbol{e}} = \boldsymbol{A}_m \boldsymbol{e} + (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{A}_m)\bar{\boldsymbol{x}} \ .$$

A Lyapunov function is defined as in [7], given by:

$$V = \boldsymbol{e}^T \boldsymbol{P} \boldsymbol{e} + tr\left\{ (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{A}_m)^T \boldsymbol{Q}_A^{-1} (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{A}_m) \right\}, \tag{10}$$

where $\boldsymbol{P}$ and $\boldsymbol{Q}_A$ are positive definite matrices.
Differentiating with respect to time yields the following:

$$\dot{V} = \boldsymbol{e}^T \left(\boldsymbol{A}_m^T \boldsymbol{P} + \boldsymbol{P} \boldsymbol{A}_m \right) \boldsymbol{e} + 2tr\left\{ (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{A}_m)^T \left(\boldsymbol{P} \boldsymbol{e} \bar{\boldsymbol{x}}^T - \boldsymbol{Q}_A^{-1} \dot{\boldsymbol{A}} \right) \right\}. \tag{11}$$

In order to make (11) negative, first $\boldsymbol{P}$ is chosen such that $\boldsymbol{A}_m^T \boldsymbol{P} + \boldsymbol{P} \boldsymbol{A}_m = -\boldsymbol{Q} < 0$ (such possibility is guaranteed when $\boldsymbol{A}_m$ is Hurwitz, and then the second term in the right-hand side is zeroed by choosing:

$$\dot{\boldsymbol{A}} = -\boldsymbol{Q}_A \boldsymbol{P} \boldsymbol{e} \bar{\boldsymbol{x}}^T . \tag{12}$$

It is to be noted that strictly, such a choice is not valid, since there is no mechanism to influence the elements on the first and third rows of $\boldsymbol{A}$. However, zeroing the second row of the right-hand matrix under the trace operation is sufficient, as a result of the identical structure of $\boldsymbol{A}$ and $\boldsymbol{A}_m$ (and equal coefficients in the first and third rows). Thus, equation (12) serves as a basis for the definition of the adaptation law in the form:

$$\dot{k}_0 = g_0 \gamma_{21},\ \dot{k}_1 = g_1 \gamma_{22},\ \dot{k}_2 = g_2 \gamma_{23}, \tag{13}$$

with γ_{ij} being the elements of the matrix $\boldsymbol{\Gamma} = \boldsymbol{Q}_A \boldsymbol{P} \boldsymbol{e} \bar{\boldsymbol{x}}^T$, and $g_i > 0$, positive constants representing the adaptation gains.
Finally, in order to implement the designed adaptation law, one have to first choose a particular (usually symmetrical) positive definite matrix for $\boldsymbol{Q}$, solve the Lyapunov equation for $\boldsymbol{P}$ and tune the values of the adaptation gains, which influence the parameter convergence rate and the performance of the overall adaptive system. Theoretically, the designed adaptive controller will result in a stable control system for any possible value of g_i.

3. Experimental setup and results

The laboratory testbed represents a PC-based control system. The control law is implemented in real-time within the Real-Time Windows Target environment of Matlab®, with Simulink® being used as control law building environment and an interface for data logging and visualization. The control interface to the physical system is realized with the DAQ board NI 6014 through a signal conditioning custom-made circuit board.

The laboratory apparatus is shown in Fig.2. It comprises a planar physical pendulum with a BLDC motor, mounted at the free end of pendulum rod. The motor is battery-powered and driven by a BLDC-motor driver. The motor turns a propeller attached to the rotor shaft, thus creating a thrust in a direction perpendicular to the rod, in the plane of the pendulum. The pendulum rod is mounted directly on the shaft of an incremental encoder which serves actually as the pendulum joint. The encoder outputs a pulse train with 3600 pulses per revolution.

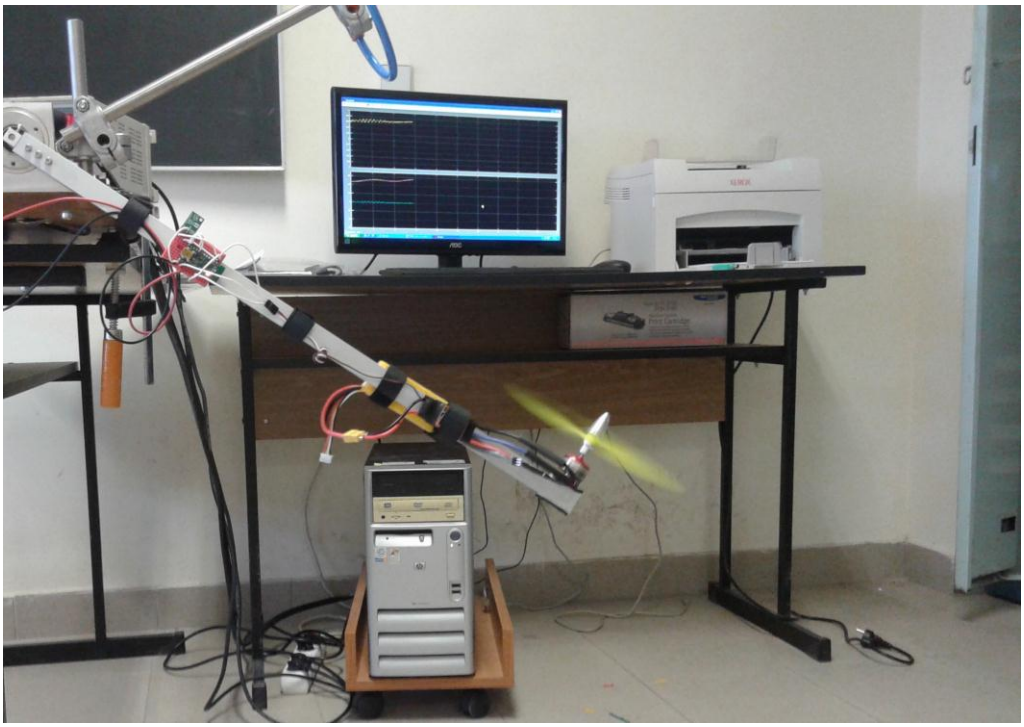


Fig.2. The pendulum balancing at a required angle

The signal conditioning board contains the following blocks:

- A decoder circuit for the incremental encoder, used to decode the generated pulse trains. The decoder circuit outputs a direction signal and a pulse, on a second output line, when an edge in any of the encoder two outputs is detected. Thus, the resolution is increased by a factor of 4 to 14400 counts per revolution. Also, the circuit eliminates vibration problems, which otherwise may lead to false counting. The decoded signals are fed to one of the up/down counters of the NI 6014 DAQ board;
- A small microcontroller board which converts the analog control signal generated by the NI DAQ board into a 100 Hz width modulated train conforming to the motor driver control interface.

Open-loop transients are shown in Fig.3.

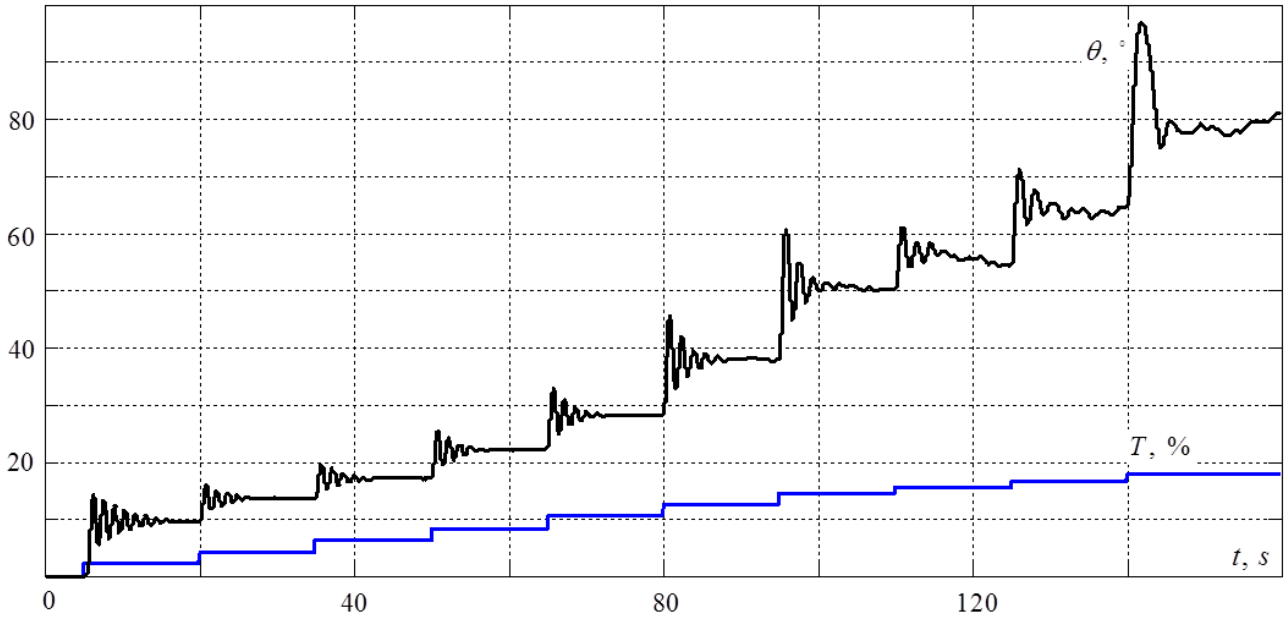


Fig.3. Open-loop transient responses

Initial identification activities showed that a static friction term should be added to the model (1) in order to better describe the motion of the real apparatus. Also, a first-order lag is present in the input-output dynamics, describing propeller speed transients. Thus, the proposed law will be operating in structural uncertainty conditions with high- and low-frequency unmodeled dynamics, which will inevitably lead to performance degradation.

First experiments were carried out and the results are shown in Fig.4. The control algorithm was realized with a sampling time of 0,01 s. The reference model transfer function was chosen to be of third-order, with poles, all equal to -1. The matrix parameters in the adaptation law were chosen as $\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{Q}_A = \boldsymbol{I}_3$, $\boldsymbol{I}_3$ being the identity matrix of dimension 3. This choice for $\boldsymbol{Q}$ lead to the following solution for the matrix $\boldsymbol{P}$:

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} 3.25 & 0.8125 & -1.9375 \\ 0.8125 & 0.4375 & -0.5 \\ -1.9375 & -0.5 & 2.3125 \end{bmatrix}.$$

The adaptation gains were set to $g_0 = g_1 = g_2 = 0.00002$.

Finally, the derivative of the pendulum angle was approximated by calculating first order differences on the angle value.
A train of step changes of the angle was applied as a reference.

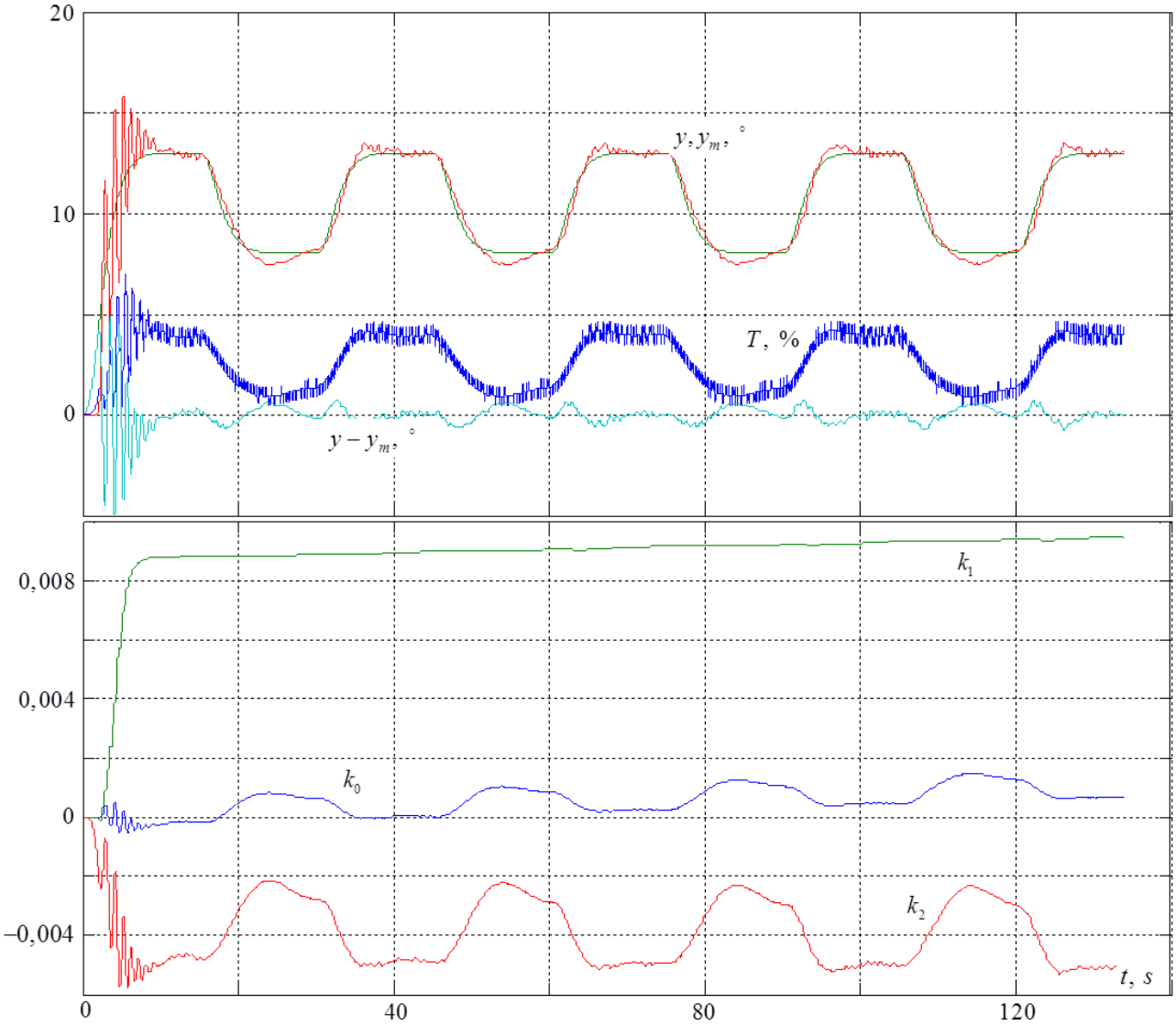


Fig.4. Closed-loop transient responses

4. Discussion and conclusion

In this paper, a model-reference adaptive controller is designed for a laboratory propeller-driven pendulum by using Lyapunov's direct method, based on a simplified description of the system dynamics. A practical implementation is proposed and experimented with the physical system. The general conclusions, drawn from the first experiments can be summarized in the following: larger values of the adaptation gains lead to unstable behavior, probably due to excitation of the unmodeled dynamics, along with the effects, related to the discrete-time realization of the controller; perfect matching between closed-loop system and reference model is also impossible, due to the same reasons.
Further experiments, with richer reference signals, will be carried out in order to achieve faster convergence rate of controller parameters.

REFERENCES

[1] Kizmaz H.,Aksoy, S., Muhurcu, A. (2010), ***Sliding-mode control of suspended pendulum***, Modern Electric Power Systems Automatica, MEPS'10 – paper P14, Wroclaw, Poland, 2010.

[2] Gultekin Y., Tascioglu, Y. (2011), ***Pendulum positioning system actuated by dual motorized propellers***, Proceedings of the 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11), 16-18 May. 2011, Elazig, Turkey, pp. 6-9.

[3] Yang S.-F., Chou, J.-H. (2009), ***A mechatronic positioning system actuated using a micro DC-motor-driven propeller–thruster***, Mechatronics, Vol.19, pp. 912-926, 2009.

[4] Enikov E. T., Polyzoev, V., Gill, J. (2010), ***Low-cost take-home experiment on classical control using Matlab/Simulink Real-Time Windows Target***, Proceedings of the ASEE/PSW-2010 Conference, Reno, NV, 2010.

[5] *http://www.mathworks.com/matlabcentral/linkexchange/links/3021-aeropendulum-and-real-time-windows-target-examples*

[6] Велев. К., (1995), ***Адаптивни системи***, Издателство София, София, 1995.

[7] Slotine, J.J.E., Li, W. (1991), ***Applied Nonlinear Control***, Englewood Cliffs. NJ: Prentice Hall, 1991.

Author: Stanislav Enev, Assoc. prof. PhD, dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: *enev@tu-sofia.bg*

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Vessela Karlova-Sergieva

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ИНЖЕНЕРНИЯ ПОДХОД В НЕТЕХНИЧЕСКАТА СФЕРА

Александър Ефремов

Резюме: *Целта на статията е да се извърши анализ на тенденцията инженерният подход да намира приложение в нетехнически области, където по правило чисто статистическият подход е водещ. Също така се дискутират и предимствата в познаването на теорията на динамичните системи, автоматизацията на системи за извличане на информация от данни, за вземане на оптимални решения и т.н., а и изобщо на системния подход пред чисто статистическия подход. Основните направления, в които е направено изследването са: идентификация, прогнозиране (най-вече в смисъла на Калмановата филтрация) и оптимизация на стратегии, а приложните области, по-задълбочено засегнати, са пазарни системи и финанси.*

Ключови думи: *многомерни системи, идентификация, Калманова филтрация, оптимизация на стратегии, технико-икономическа система, финанси, маркетинг.*

APPLICATIONS OF ENGINEERING APPROACH IN NONTECHNICAL AREAS

Alexander Efremov

Abstract: *In this paper is analyzed the tendency of expanding the field, where the engineering approach is successfully applied. The focus is on some nontechnical areas, where historically the approach is purely statistical. Also the application of the dynamic theory and the automation of modelling and of strategy optimization processes are discussed. From theoretical point of view are covered: system identification, prediction (in terms of Kalman Filtering), and the discussed applications are mostly in retail and finance sector of industry.*

Keywords: *multivariable systems, identification, Kalman filtering, strategy optimization, technical-economic system, finance, marketing.*

1. Въведение

В днешно време компании от различни сектори на индустрията разполагат с бази от много гига, тера, а понякога и пета байта данни, а многообразието на величините, за които се събират данни, все повече нараства. В резултат на това

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

данните, генерирани от човечеството, буквално всяка секунда, нарастват при това експоненциално. По прогнозни данни през 2020 г. се очаква данните, генерирани в САЩ да достигнат 6.6 зета байта (1 ZB = 10^{21} B). Наличието на големи „залежи“ от тази суровина - данните, е и основната предпоставка за бурното развитие на идентификацията на многомерни системи (т.е. на системи с много входове и изходи (MIMO - Multiple Input Multiple Output)). С нейна помощ се изграждат модели, понякога със хиляди и повече входни и изходни величини. Освен за моделиране, под най-различна форма, данните се използват и в процеса на вземане на оптимални решения, където размерността на задачата също нараства драстично. Например при оптимизацията на въздействията в пазарните системи се решават задачи за оптимизация, в които броят на търсените параметри достига десетки милярди [13].

В много нетехнически области нараства търсенето на експерти, които да посрещат нуждите на индустрията, да проектират подходящи средства за извличане на закономерната съставка в данните, да разработват алгоритми, да автоматизират цели методологии за моделиране [3, 23] и т.н. В допълнение, динамичните аспекти на изследваните системи все още често се пренебрегват или не се подхожда адекватно към тях, а това е много важна предпоставка инженерният подход да е успешен и в области като финанси, маркетинг, социология, медицина и др.

Много примери могат да бъдат дадени за успешното приложение на инженерните знания в нетехническата област, например в борсата и финансовите пазари [21, 22], в пазарния сектор [7, 14, 12, 9, 17], в кредитния риск [10], във вземането на оптимални решения в маркетинга [13] и др. Нещо повече, автоматизирането на дейностите, свързани с идентификацията [4, 13], прогнозирането, в т.ч. и Калмановата филтрация [20, 18], оптимизацията на стратегии и т.н. все по-често се оказва и единственият начин да се подходи към многомерността, която е характерна за много нетехнически системи.

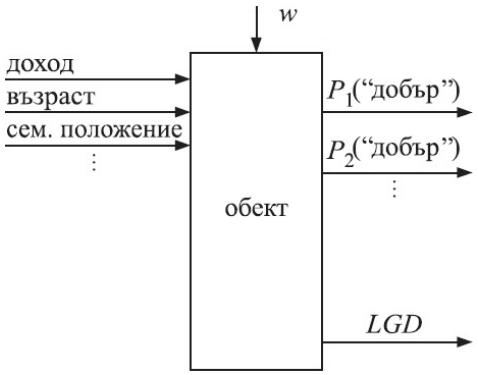
2. Технико-икономически и нетехнически системи

В техниката, когато обектът на изследване е дефиниран в рамките на отделен агрегат, входно-изходните величини отразяват физиката на протичащите процеси в агрегата. Например поведението на електродвигател е свързано с електрически и механични величини. Но с разширяване на границите, в които се дефинира изследваната система (например когато се разглежда обособено производство или цял завод), техническите аспекти на системата отстъпват място на икономическите.

Обикновено целта на модел на един завод не е пълното описание на взаимовръзките между всички величини, които се наблюдават и всички управляващи и измерими смущаващи въздействия, а по-скоро вниманието е насочено върху величини като количество, свойства, цена на суровините, енергия, необходима за производството, а също и качество на крайните продукти, производствена цена, продажна цена (а тя от своя страна зависи от търсенето и поведението на конку-

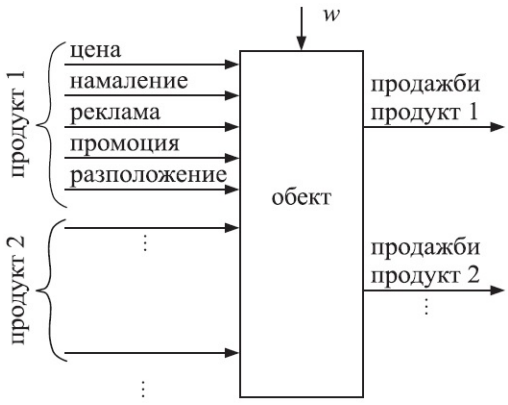
рентни производства на пазара). Именно този преход от чисто техническите особености към икономическите е причината да се въведе понятието технико-икономическа система (ТИС). То се използва за системи, които включват в себе си както технически, така и икономически аспекти.

Фокус в статията са не само ТИС, но и обекти от нетехнически области като социология, медицина, пазарни системи, финанси и др. Пример за обект от сферата на финансите е кандидат за кредит (показан схематично на фиг.1), а целта изследването е да се разработи модел, който да прогнозира поведението на бъдещи кандидати за кредит, в смисъл на степен на риск или по-често на вероятност кандидатът да е „добър“, на базата на набор от достъпни за наблюдение величини, които го характеризират. Характерно за данните от кандидатстването, използвани за идентификация е, че те отразяват моментно състояние на кредитоискателите и в този смисъл не съдържат динамика.



Фиг.1. Модел на кандидат за кредит.

Това води до изграждане на статични модели и на пръв поглед задачата се опростява спрямо динамичните обекти в инженерната практика. Но именно отпадането на скалата на времето води до използване на техники за обработка на данни, които не са типични за техническата област. Въпреки това различие принципите на експерименталното моделиране, изучавани в инженерните специалности, са приложими и при моделирането на поведението на кредитоискатели. Друг пример за обект от нетехническа област е търговски обект, например магазин (фиг.2). Целта отново е прогнозиране, но в случая от интерес е търсенето на продуктите, предлагани на пазара. Входни величини са въздействията, предприемани от търговците, а изходни са продажбите на продуктите. За разлика от предния пример, тук данните отразяват динамиката в търсенето на продуктите.



Фиг.2. Модел на търговски обект.

Въпреки това, типично за тези системи е наличието на сезонна компонента, тренд, а често повторяемост може да се наблюдава и в рамките на месец, седмица, ден и т.н. Това отново налага допълнителни дейности като премахване на повтаряемата съставка и на тренда от първоначалните данни.

След тази декомпозиция на сигналите, методите за построяване на модел са до голяма степен същите като тези използвани в техниката.

3. Някои особености на системите от нетехническата сфера

Въпреки, че инженерите методи са разработени за технически системи се оказва, че те успешно може да се приложат и към икономически системи. В много случаи методите не се използват директно, а причините за това са обективни: малко стойности във времето поради големия такт на дискретизация; твърде ниско ниво на отношението сигнал/шум, което е нетипично в инженерната практика; необходимост от работа с категорийни променливи, които не са характерни за техниката и др. По тези причини приложението на инженерните методи е свързано с допълнителна дейност, която играе ролята на интерфейс между тях и изследваната нетехническа система. Този интерфейс се базира на статистически методи, машинно самообучение [2], дори извличане на информация от текст, музика [11] и др. - теоретични области, които са се развили в други, неинженерни, клонове на приложната математика.

По-долу са разгледани някои характерни особености нетехническите системи като целта не е изчерпателно очертаване на особености, а по-скоро, в рамките на разглежданията, да се представи свързващото звено, осигуряващо коректното прилагане на техниките от инженерната област.

Малък брой дискретни моменти

Основният проблем, който възниква при опита теорията на динамичните системи да се приложи за една икономическа система, е силно ограниченият брой моменти във времето, за които са налични входно-изходни наблюдения. Например при споменатите по-горе търговски обекти практика е данните да се агрегират на седмична база. Причината е, че и въздействията в търговските вериги се актуализират седмично, което налага прогнозирането на търсенето също да е за период от 1 или кратен брой седмици. По този начин в рамките на една година остават налични 52 дискретни момента от време. Но именно агрегирането на данните от всички магазини на веригата в рамките на седмица води до значително намаляване на случайната вариация в данните.

Още по-краен е случаят с моделирането на поведението на приетите кредитоискатели, където периодът на дискретизация е 1 месец (при кредитите на вноски обикновено плащанията се извършват веднъж месечно). Тук отново се набляга на използването на данни за голям брой кандидати, с което се дава възможност да се идентифицира закономерността в поведението на кредитоискателите.

Въпреки описаното потискане на неопределеността, постигано с използване на много реализации на изследваното поведение, остава проблемът с малкото дискретни моменти. В инженерната област е нормално да се работи с набори от данни, съдържащи стотици или хиляди дискретни наблюдения, а не десетки. За справяне с този проблем е удачно да се използват техники от машинното самообучение като дървета на решенията, клъстеризация и др., с което задачата отново се свежда до известните инженерни решения като Калманова филтрация, многомоделно оценяване и др.

Нестационарност

Въпреки, че в днешно време са достъпни огромно количество данни, често се оказва, че голяма част от тях не отразява текущите особености на системите. Например в банковия сектор са налични данни от много години, което позволява да се осигурят голям брой дискретни моменти от време. Но поради променливата икономическа среда, изменението в сегментите от населението, ползващи продуктите на дадена банка, някои социални, политически и други явления, старите данни стават неподходящи за моделиране, за оптимизиране на стратегии и т.н. Така се стига до горната особеност, типична за много нетехнически системи. Тук е удачно да се използват някои добре известни, в инженерната практика, техники за работа с нестационарни системи, като въвеждане на забравящ фактор, актуализиране на модела или на адаптиране на задачата за оптимизация в реално време.

Неопределеност

Важен момент при работата с данни е да се отчете наличието на неопределеност в стойностите на наблюдаваните величини. При техническите обекти, още на ниво проектиране, се залага множеството от значими входни въздействия и необходими изходни величини, осигурява се ниско ниво на шума от измерване и се подтиска влиянието на околната среда. За разлика от тези обекти, в икономиката, дейностите потискащи неопределеността са силно ограничени. Например, в кредитната индустрия, обектът на изследване е кандидат за кредит, а величините, които се използват за идентификация са косвени и по правило са недостатъчни за прецизно описание на индивидите. Понякога, поради законови ограничения в някои държави, не се отчитат и достъпни за наблюдение величини, например „пол“. В пазарния сектор има значими фактори, участващи във формирането на процеса на търсене, които също не са или са трудно измерими като действията на конкуренцията. Освен неопределеността в данните съществува и неопределеност в реалната система. Това са всички аспекти в системата, които не са отчетени от модела. Обикновено системата е твърде сложна, нелинейна и нестационарна и поради наличието само на косвени величини, тя рядко е изследвана аналитично.

Борбата с високото ниво на неопределеността е използването на наличната, често оскъдна, априорна информация за системата. С нейна помощ се подтиска ефектът от вариацията в данните, която не е очаквана и поради тази причина се приема за проявление на неопределеността, а не на закономерността в поведението на обекта. В кредитната индустрия например априорното знание се свежда до очаквани трендове, което в термините на модела се свежда до очакван знак на оценката на даден параметър. Например очаква се с нарастване на възрастта да нараства и вероятността кандидатът да е добър и тогава параметърът на модела, свързан с фактора „възраст“, трябва да е положителен.

Този много важен аспект – отчитането на предварителните знания, води до усложняване на малко или много стандартизираните методологии и затруднява

автоматизираното решаване на задачите. Въпреки това той е незаменим когато потенциалните фактори са много голям брой и вероятността за грешен, макар и статистически издържан, избор е голяма.

Подготовка на данните от нетехнически обекти

Отново в кредитна индустрия, където системата е MIMO и особено при голяма неопределеност в данните, преобразуването на суровите данни в подходящ набор за моделиране е ключова стъпка, която играе решаваща роля в моделирането. Затова, в разглеждания сектор, този етап от идентификацията може да отнеме 80% и повече от общото време необходимо за построяване на модела. За разлика от техниката, където качеството на данните е значително по-високо, във финансите често се налага първоначалните данни да бъдат преформулирани така, че да носят смислена информация и да са в удобен вид, а впоследствие да бъдат „почистени“ от липсващи и нехарактерни стойности, да се стандартизират, трансформират (ако зависимостите са изразено нелинейни), да се кодират (ако величините са номинални или ординални), понякога да се категоризират и т.н. На етапа на подготовката на данните именно тези дейности играят роля на свързващо звено с инженерния подход. Веднъж подготвен наборът от данни за моделиране се разглежда като матрица (или матрици) на данните и методите, подходящи за технически обекти [3] стават приложими.

Подобна е ситуацията и в пазарния сектор. Тук е нормално продажбите на продукт, който не е доставян в магазина за голям период от време да са липсващи стойности. В случая липсата на данни за продажбите не означава, че няма търсене на продукта. Затова е от особена важност как ще се подходи към отсъствието на данни. Понякога наличието на нехарактерни стойности може драстично да „изкриви“ модела и той да стане неизползваем. Често тези стойности се наричат „лостови точки“ [19] поради значимото влияние върху модела.

Брой потенциални фактори

Има два подхода при оптимизацията на стратегии, когато системата е многомерна. Единият вариант е да се изгради автономна система, т.е. такава, при която всеки изход зависи от точно определен вход, който не влияе на останалите изходи. Това се постига с въвеждане на компенсатори [6]. Положението на този подход е силно ограничено от гл.т. на броя на входовете и изходите – използва се предимно в техниката, при изграждане на системи за управление, когато броят на величините е много малък. Другият подход [3] е MIMO системата да се разглежда именно като многомерна. Вместо да се подтиска влиянието на кръстосаните канали, които често са приети условно за кръстосани, тук се използват всички взаимовръзки за постигане на поставената цел. Често, когато границите, в които се дефинира системата се разширят, броят на потенциалните фактори нараства. Например възможните фактори за описание на поведението на кредитоискатели, по време на предварителната обработка на данните, може да нарастне до няколко хиляди, а един хипермаркет може да има десетки милиони входни величини и стотици хиляди изходни. Освен това използването на динамични

модели води до допълнително нарастване на броя на факторите, тъй като е необходимо да се отчете предисторията в поведението на пазара.

Споменатата размерност е основна причина да се търсят автоматизирани решения на етапа на същинското уточняване на модела. Тук отново навлизат методи, разработени в неинженерни области, при които уточняването на факторите, които участват в модела се извършва на базата на статистически тестове за значимост.

Освен това, характерно за MIMO системите е наличието на мултиколинеарност в данните, което налага използването на числено устойчиви реализации на методите, в които се извършва обръщане на матрици. За целта намират приложение: регуляризацията на Тихонов [5], LU, QR, SVD, EVD, Choleskey и др. декомпозиции на матрици [15, 24, 26, 25].

Голяма размерност на данните

Не на последно място е от значение и размерността на данните, които участват в изследването. Както беше споменато, един от начините потискане на значителната неопределеност в данните се постига с голямата размерност на данните. На практика, с увеличаване на данните има предел, след който добавянето на нови данни не води до чувствително подобряване на резултата. Въпреки това, след моделирането или оптимизацията на стратегии често приложението на крайния резултат от тези дейности е свързан с използване на големи масиви от данни. Например при прогнозиране или при прилагане на оптимални стратегии към потенциалните клиенти, възниква необходимостта първоначалните данни да бъдат обработвани. Още по-важна е бързата работа с данните, когато на ниво анализ на текущия резултат – преди намирането на удовлетворително решение е необходимо данните многократно да бъдат обработвани. Тук отново намират приложение методи от машинното самообучение, числените методи [8, 16].

Решение от друг характер на проблема с голямата размерност на данните е използването на платформи като: Hadoop или Cassandra, където данните се съхраняват на хард дисковете на множество компютри; MemCached DB и Redis, при които, за по-бърз достъп данните се съхраняват в оперативната памет; HANA – разработка на SAP и др. С тяхна помощ изпълнението на някои автоматизирани методологии за моделиране и оптимизация, които биха отнели денонощия, може да се изпълнят за минути.

4. Заключение

Може да бъдат засегнати и други особености на нетехническите системи, поради които директното прилагане на достиженията в техническата област не биха довели до желан резултат. Въпреки това, дори и тогава, след удачно преформулиране на задачата е възможно да се приложат принципите и методите, залегнали в инженерните науки, с което да се постигне качествено подобрение на изгражданите системи. Например коректното използване на теорията на ди-

намичните системи, в т.ч. и Калмановата филтрация, може значително да подобри някои решения, заложени в съвременните системи за прогнозиране на търсенето, за прогнозиране на поведението на кредитополучатели и оценка на риска, на базата на предисторията на поведението им, за оптимизация на пазарни стратегии и др.

От направения анализ може да се заключи, че познаването и комбинирането на инженерните методи, статистиката, машинното самообучение, числените методи и области от информационните технологии е ключът към работата с огромното количество данни от нетехническата сфера, достъпни в днешно време. Но тези средства не трябва да се използват без отчитането на знанията за приложната област, в която се провежда изследването. Именно априорните знания дават възможност да се построят модели, да се формират оптимални решения, които да отговарят на търсените закономерности в данните. Това важи особено много, когато съществува много голям брой възможни решения и вероятността от допускане на грешни изводи е значителна.

Литература

[1] Агре, Г., Лекции по извличане на закономерности от данни. СУ „Св. Климент Охридски“, ФМИ, 2011

[2] Агре, Г., Лекции по машинно самообучение. СУ „Св. Климент Охридски“, ФМИ, 2011

[3] Ефремов, А., Идентификация на многомерни системи, ISBN 978-954-9489-42-2, 2014

[4] Ефремов, А., Идентификация на многомерни нестационарни процеси при непълна информация. Дисертация, 2008.

[5] Тихонов, А. Н., В. Я. Арсенин. Методы решения некорректных задач. Наука, 1974.

[6] Тодоров, А., К. Костов Б. Георгиев, С. Енев, В. Сергиева, А. Ефремов, А. Мехмед. Автоматизация на Технологични Процеси – ръководство за лабораторни упражнения. Издателство на Технически университет – София, 2011.

[7] Baltagi, B. H., D. Levin. Cigarette taxation: raising revenues and reducing consumption. – In: Structural Change and Economic Dynamics, volume 3, № 2, pp. 321 – 335, 1992.

[8] Bartels, R. H., G. H. Golub. The simplex method of linear programing using LU decomposition, Communications of the ACM, pp. 266–268, 1969.

[9] Bernard, J. T., N. Idoudi, L. Khalaf, C. Yeloud. Finite sample multivariate structural change tests with application to energy demand models. – In: Journal of Econometrics, 2007.

[10] Brandimarte, P. Numerical Methods in Finance. A MATLAB-Based Introduction. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.

[11] Data Science Society. http:// *www.datasciencesociety.net/*.

[12] Deschamps, P. J. Full maximum likelihood estimation of dynamic demand models. – In: Journal of Econometrics, volume 82, pp. 335 – 359, 1997.

[13] Experian Inc. *http://www.experian.com/*.

[14] Friesen, J., S. Capalbo, M. Denny. Dynamic factor demand equations in U.S. and Canadian agriculture. – In: Agricultural Economics, volume 6, pp. 25l – 266, 1992.

[15] Gill, J., G. King. What to do when your hessian is not invertible – alternatives to model respecification in nonlinear estimation. – In: Sociological Methods & Research, volume 32, – 4, pp. 1 – 34, apr 2004.

[16] Golub, G. H., Ch. F. Van Loan. Matrix Computations, Second edition, Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1989.

[17] Gonzalo, J., O. Martinez. Threshold integrated moving average models (Does size matter? Maybe so). – In: European Economic Association, Econometric Society, North American Winter Meetings 145 – EEA-ESEM. Econometric Society, 2004.

[18] Grewal, M. S. and A. P. Andrews. Kalman Filtering: Theory and Practice Using Matlab. John Wiley & Sons, Inc., New York, second edition, 2001.

[19] Hoffmann, J. P. Generalized Linear Models – an Applied Approach. Pearson Education, Inc., Boston, 2004.

[20] Kalman, R. E. A new approach to linear ltering and prediction problems. – In: Transactions of the ASME – Journal of Basic Engineering, volume 82, Series D, pp. 35 – 45, 1960.

[21] Marchev, A., Jr, A. Marchev. Selecting and Simulating Models for Management of Investment Portfolios Using Cybernetic Approach. Economic Alternatives, Issue 2, 2012

[22] Marchev, A., Jr. Model for sequential dynamic competition between random investment portfolios and portfolios selected by collective expert opinions. – In: Proceedings of the Challenges for Analysis of the Economy, the Businesses, and Social Progress, pp 579 – 598, At Szeget, Hungary, 2010.

[23] Nelles, O. Nonlinear System Identification. From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2001.

[24] Press, W. H., S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery. Numerical Recipes in C – The Art of Scientific Computing. Cambridge University Press, 40 West 20th Street, New York, NY 10011-4211, USA, 1992.

[25] Verhaegen, M., V. Verdult. Filtering and System Identification. A least Squares Approach. Cambridge University Press, The Edinburgh Building, Cambridge CB2 8RU, UK, 2007.

[26] Watkins, D. S. The Matrix Eigenvalue Problem: GR and Krylov Subspace Methods. Siam, ISBN-13: 978-0898716412, 2007.

Автор: Александър Ефремов, доц. д-р инж., катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; ст. бизнес анализатор в Experian и участник в организацията на обществото Data Science; E-mail adress: *aefremov@gmail.com*, website: *http://anp.tu-sofia.bg/aefremov/index.htm*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Ст. Енев

СИНТЕЗ НА РЕГУЛАТОР СЪС СВОЙСТВА ПОДОБНИ НА ЧОВЕКА ОПЕРАТОР ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА НИВО

Александър Маринчев, Весела Карлова-Сергиева

Резюме: *В съвременните системи за управление човекът участва активно като функционално звено, поради тази причина познаването на динамиката му е от изключително голямо значение. Моделирането на тази динамика в настоящата работа се отнася за конкретна система за регулиране на ниво. Целта на настоящата разработка е да се приложат съвременни методи за моделиране на динамиката на човека оператор, като по този начин се синтезира регулатор, който управлява конкретен обект по сходен начин с управлението в ръчен режим.*
Ключови думи: *модели на човека-оператор, регулиране на ниво, размита логика*

SYNTHESIS OF CONTROLLER WITH HUMAN-LIKE FEATURES FOR LEVEL CONTROL

Aleksandar Marinchev, Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: *In modern control systems human actively participates as a functional unit, therefore the knowledge of the dynamics is of very high importance. The modeling of these dynamics in this work applies to a specific level control system. The purpose of this paper is to apply modern methods for modeling human operator, thus synthesized regulator that controls a specific object in a similar way to the control in manual mode.*
Keywords: *models of human operator, level control, fuzzy logic*

1. Въведение

В съвременните системи за управление човекът участва активно като функционално звено, поради тази причина познаването на динамиката му е от изключително голямо значение. За тази цел са разработени редица методи, които използват различен математически апарат. Най-разпространените методи за моделиране на динамиката на човека оператор са линейните диференциални уравнения и предавателни функции. Те имат редица предимства, но не винаги са достатъчни да опишат пълно и точно свойствата на човека оператор. В последно време все повече се развиват нови методи като размитата логика и невронните мрежи, които са специално създадени да моделират процесите протичащи в човешкият организъм и функциониращи съобразно човешката логика. Тези ме-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

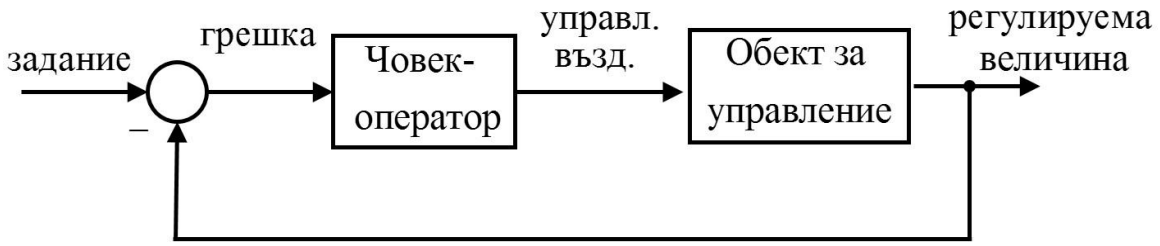
тоди са перспективни за по-пълното и точно описване на човека оператор в системите за управление.

2. Цел

Целта на настоящата разработка е да се приложат съвременни методи за моделиране на динамиката на човека оператор, като по този начин се синтезира регулатор, който управлява конкретен обект по сходен начин с управлението в ръчен режим.
В конкретният случай е разгледана система за управление на нивото на течност в резервоар със свободно оттичане. Човекът оператор регулира нивото посредством изменение на дебита на течността постъпваща в резервоара. Методът за моделиране на динамиката на човека оператор е посредством размита логика.
За постигането на целта е необходимо да се събере експертна информация от човек оператор управляващ в ръчен режим обект с регулируема величина ниво.

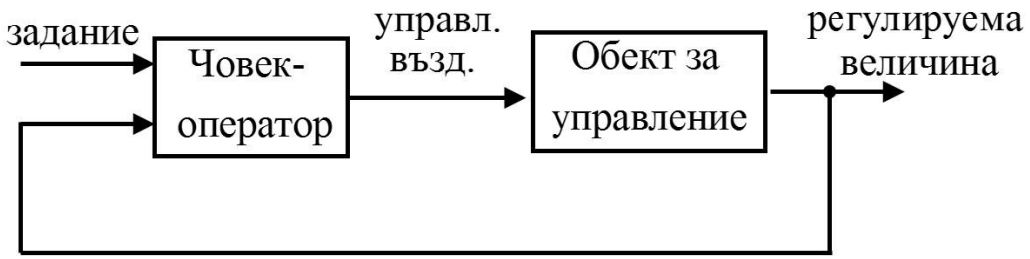
3. Общи сведения за човека в системите за управление

В съвременните системи за управление човекът оператор като регулатор може да бъде включван в два типа регулиращи контури – компенсиращ и следящ.
Компенсиращ контур - при него грешката между заданието и регулируемата величина се получава от технически средства и се представя на човека оператор. Така човекът оператор получава информация само за относителното изменение на процеса **[1]**. Такъв контур е показан на фиг.1.



Фиг.1. Човекът в компенсиращ контур за управление.

Следящ контур – при него към човека оператор се подават заданието и регулируемата величина, при което той оценява каква е разликата между тях и предприема съответните действия. Този тип контур дава възможност на човека-оператор по-добре да прогнозира процесите и да предприема подходящите управляващи въздействия **[2]**. Следящият контур е показан на фиг.2.



Фиг.2. Човекът в следящ контур за управление.

Динамиката на човека оператор в контур за управление може да се опише по различни начини. Съществуват множество класически методи за описание на човека оператор или на контура за управление с негово участие при които се получават линейни предавателни функции. Недостатък на тези методи е че, не се отчитат нелинейните характеристики на човека оператор и поради тази причина са валидни само в някакъв ограничен диапазон. В последно време се прилагат съвременни методи за моделиране на динамиката на човека оператор посредством размита логика и невронни мрежи **[3]**. Тези методи са подходящи тъй като са специално създадени да пресъздадат конкретни процеси протичащи в човешкият организъм по време на вземането на решения. За да се синтезира подобен модел на човека оператор като регулатор е необходимо да се използва експертното знание на човек-оператор за управлението на даден процес – диапазони на изменение на входните и изходните величини, скорост на изменението им и др. **[4].**

Експериментално е установено, че в повечето случаи, когато в контура за управление участва човекът оператор, затворената система има колебателен характер т.е. описва се като звено от втори ред:

$$W_{CS}(p) = \frac{\omega^2}{p^2 + 2\xi\omega p + \omega^2} e^{-\tau . p} \qquad (1)$$

Освен това в системата има закъснение обусловено от психо-физиологичните характеристики на човека и няма грешка в установен режим.

4. Общи сведения за регулирането на ниво

Регулирането на ниво е широко застъпено в много сфери на индустрията. В различни инсталации е необходимо да се поддържа определен материален баланс, както на течности , така и на насипни материали. Разпространеността на този процес, както и множеството от възможности за поддържане на ниво прави тази тема интересна за изследване.

Постановката за регулиране на ниво се състои от резервоарна система, преобразувател на сигналите и компютър със софтуер, предназначен за работа със съответната система. Резервоарната система представлява два свързани резервоара. Поддържането на нивото се осъществява в първия. Той представлява цилиндър с определено сечение и височина. Водата в него се подава от мембранна помпа и има възможност да изтича във втория посредством два канала. Състоянието на каналите се определя от положението на два сферични крана. Вторият резервоар представлява картер на системата. Водата от първия се втича в него и обратно се връща чрез помпата.Текущото ниво в цилиндричния резервоар се отчита от сензор за налягане (диференциален манометър) **[5].**

Техническите параметри на системата са:

- Максимално ниво на съда – H_{max} = 60см ± 1см;
- Сечение на цилиндричния резервоар – A = 78.53 $см^2$;
- Сечение да двата канала за изтичане – S_n = 0.2827 $см^2$;
- Максимален входящ дебит от помпата – Q_{max} ≈110 мл/сек.

Математическото описание на лабораторният стенд може да се приема за апериодично звено в избрана работна точка и има вида:

$$W_O = \frac{K}{Tp+1} \tag{2}$$

Техническите средства за автоматично регулиране на ниво могат да бъдат различни електронно изчислителни машини, като в конкретният случай е избран програмируем индустриален контролер Siemens S7-1200 в който е реализиран регулатора със свойства подобни на човека оператор. Освен автоматично регулиране има възможност нивото да се регулира и в ръчен режим, в този случай входният дебит се задава от човека оператор.

5. Описание на системата за управление със свойства, подобни на човека оператор

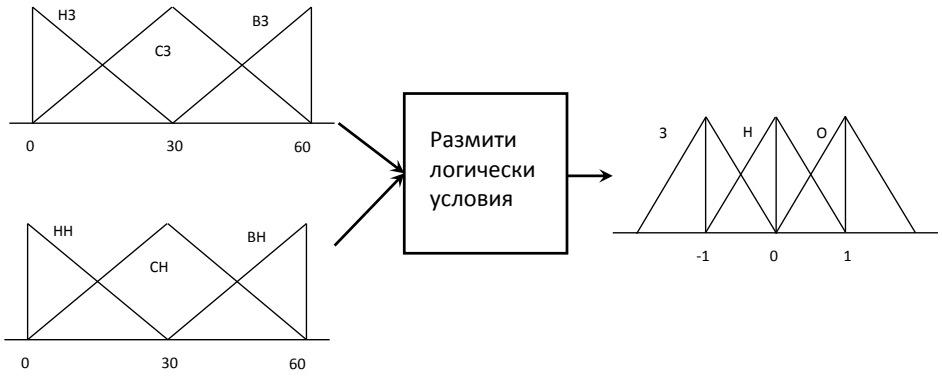
В разглежданият случай човекът оператор регулира нивото на вода в резервоар със свободно оттичане посредством изменение на входният дебит чрез дроселиране. Управляващите въздействия на човека оператор се подават посредством многооборотен ръчен регулиращ орган. Многооборотните ръчни регулиращи органи са често разпространени в практиката тъй като имат линейна или равнопроцентна характеристика и позволяват плавно изменение на дебита на протичащият през тях флуид, за разлика от позиционните ръчни регулиращи органи (известни в практиката като сферични регулиращи органи) които имат отсекателна характеристика и са подходящи когато е необходимо бързо превключване от напълно отворено в напълно затворено положение.

Заданието и регулируемата величина се представят на човека оператор отделно, което означава, че контура за управление е следящ. Заданието се визуализира на индустриален човеко-машинен интерфейс тип KTP600, а регулируемата величина се наблюдава от човека посредством скала разположена върху прозрачният резервоар.

Техническите средства с които се реализира автоматичното управление със свойства подобни на ръчното са: индустриален програмируем логически контролер Siemens S7-1200 модел 1214C – DC/DC/DC, аналогов изходен модул за контролера модел SB 1232 AQ и индустриален човеко-машинен интерфейс Siemens HMI модел KTP600 Basic color PN. Програмните езици на които е реализиран регулатора са LAD и SCL. На индустриалният човеко-машинен интерфейс се избира стойност на заданието и може да се визуализира заданието и регулируемата величина. В програмата е предвидена възможност за изключване на алгоритъма по време на ръчно управление за да не се получи засичане на управляващите сигнали.

За да се моделира динамиката на човека оператор при ръчно управление се синтезира размит регулатор, който трябва да има две входни променливи – една за заданието и една за регулируемата величина, по този начин се моделира следящият контур за управление. Изходният сигнал на размитият регулатор се състои

в това дали се затваря, отваря или не се променя положението на регулиращият орган. След размитият регулатор е необходимо да се постави интегратор, който отразява продължителното отваряне или затваряне на регулиращият орган и също така моделира свойството на човека оператор, който се стреми винаги да премахва грешката в установен режим.
Размитият регулатор има структурата показана на фиг.3.



Фиг.3. Размит регулатор със свойства подобни на човека оператор

Входните лингвистични променливи приемат следните терми:

- Променлива „Задание” – „Ниско Задание”, „Средно Задание” и „Високо Задание”;

- Променлива „Ниво” - „Ниско Ниво”, „Средно Ниво” и „Високо Ниво”.

На всяка терма се съпоставя съответното размито множество зададено с функция на принадлежност както следва:

- Променлива „Задание” – Терма „Ниско Задание” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 0, връх 0 и крайна точка 30. Терма „Средно Задание” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 0, връх 30 и крайна точка 60. Терма „Високо Задание” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 30, връх 60 и крайна точка 60.

- Променлива „Ниво” – Терма „Ниско Ниво” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 0, връх 0 и крайна точка 30. Терма „Средно Ниво” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 0, връх 30 и крайна точка 60. Терма „Високо Ниво” – функцията на принадлежност е триъгълна с начална точка 30, връх 60 и крайна точка 60.

Изходната лингвистична променлива приема следните терми – „Затваряне”, „Нула” и „Отваряне” на които се съпоставят размити множества зададени със следните функции на принадлежност „Затваряне” – триъгълна функция с начална точка -2, връх -1 и крайна точка 0, „Нула” – триъгълна функция с начална точка -1, връх 0 и крайна точка 1 и „Отваряне” – триъгълна функция с начална точка 0, връх 1 и крайна точка 2.

Функциите на принадлежност за входните лингвистични променливи са реализирани програмно посредством функцията *trimf* реализирана на езика SCL, програмният и код е следният:

```
0001 IF #InputValue <= #firstpt OR #InputValue >= #thirdpt THEN
0002   #OutputValue := 0;
0003   RETURN;
0004 END_IF;
0005
0006 IF #InputValue <= #secondpt THEN
0007   #OutputValue := (#InputValue - #firstpt)/(#secondpt - #firstpt);
0008 ELSE
0009   #OutputValue := 1 + (- #InputValue + #secondpt)/(#thirdpt - #secondpt);
0010 END_IF,
```

където firstpt, secondpt и thirdpt са входни аргументи представляващи точките на начало, връх и край на триъгълника, а InputValue е стойността за която се проверява в каква степен принадлежи на размитото множество. OutputValue е резултатът от изпълнението на функцията който показва принадлежността на InputValue към множеството зададено със съответната функция на принадлежност. Размитите правила са зададени в следната табл.1 на размита асоциативна памет:

Табл.1

Ниво / Задание	Ниско	Средно	Високо
Ниско	Нула	Затваряне	Затваряне
Средно	Отваряне	Нула	Затваряне
Високо	Отваряне	Отваряне	Нула

Програмната реализация на тези размити правила е във функцията *logic* реализирана на езика SCL, а програмният и код е следният:

```
0001 #of11 := 0; #of12 := 0; #of13 := 0;
0002 #of21 := 0; #of22 := 0; #of23 := 0;
0003 #of31 := 0; #of32 := 0; #of33 := 0;
0004
0005 IF #mf11 <> 0 AND #mf21 <> 0 THEN #of21 := MIN(IN1 := #mf11, IN2 := #mf21);
0006 END_IF;
0007 IF #mf11 <> 0 AND #mf22 <> 0 THEN #of11 := MIN(IN1 := #mf11, IN2 := #mf22);
0008 END_IF;
0009 IF #mf11 <> 0 AND #mf23 <> 0 THEN #of12 := MIN(IN1 := #mf11, IN2 := #mf23);
0010 END_IF;
0011 IF #mf12 <> 0 AND #mf21 <> 0 THEN #of31 := MIN(IN1 := #mf12, IN2 := #mf21);
0012 END_IF;
0013 IF #mf12 <> 0 AND #mf22 <> 0 THEN #of22 := MIN(IN1 := #mf12, IN2 := #mf22);
0014 END_IF;
0015 IF #mf12 <> 0 AND #mf23 <> 0 THEN #of13 := MIN(IN1 := #mf12, IN2 := #mf23);
0016 END_IF;
0017 IF #mf13 <> 0 AND #mf21 <> 0 THEN #of32 := MIN(IN1 := #mf13, IN2 := #mf21);
0018 END_IF;
0019 IF #mf13 <> 0 AND #mf22 <> 0 THEN #of33 := MIN(IN1 := #mf13, IN2 := #mf22);
0020 END_IF;
0021 IF #mf13 <> 0 AND #mf23 <> 0 THEN #of23 := MIN(IN1 := #mf13, IN2 := #mf23);
0022 END_IF;
0023
0024 #of1 := MAX(IN1 := #of11, IN2 := #of12, IN3 := #of13);
0025 #of2 := MAX(IN1 := #of21, IN2 := #of22, IN3 := #of23);
0026 #of3 := MAX(IN1 := #of31, IN2 := #of32, IN3 := #of33),
```

където mf** са входните аргументи на функцията, даващи степента на принадлежност към размитите множества на входовете на регулатора, of* са резултатите от изпълнението на функцията, които дават степента на принадлежност на изходите към изходните размити множества и of** са временни променливи необходими за изчислението на размитите логически условия.

Реализирана е max-min импликация на Мамдани.

Методът за деразмиване е претеглено средно от височините известен като HGT **[6]**. Този метод е подходящ тъй като е лесен за пресмятане и заема малко ресурси на изчислителното устройство, което подобрява бързодействието на регулатора.

Освен това методът HGT притежава свойствата непрекъснатост, определеност, правдоподобност и кратност на изводите, което го отличава от другите бързи за пресмятане методи като методите на максимумите – ляв SoM, среден MoM и десен LoM.

Деразмиването по метода HGT се извършва по следната зависимост **[6]**:

$$y^0 = \frac{\sum_k y_{\max k}\mu_{B'k}(y_{\max k})}{\sum_k \mu_{B'k}(y_{\max k})} \qquad (3)$$

където:

y_0 – деразмитата изходна стойност;

y_{maxk} – изходната стойност при максимума на k-тата функция на принадлежност;

$\mu_{B'k}$ – степента на принадлежност към k-тото размито множество.

Програмната реализация на метода за деразмиване е във функцията *deraz* реализирана на езика SCL и програмният код е следният:

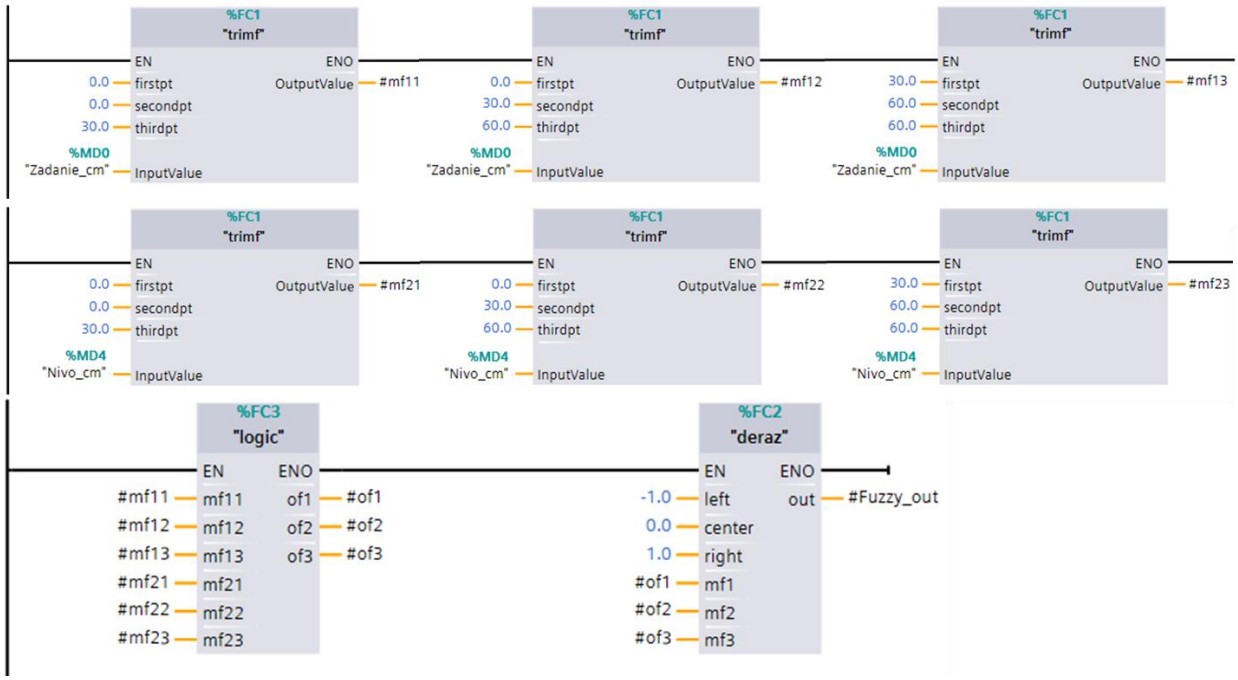
```
#out := (#mf1*#left + #mf2*#center + #mf3*#right)/(#mf1 + #mf2 + #mf3),
```

където mf1, mf2, mf3, left, center и right са входни аргументи на функцията от тип Real, а параметъра out е връщаният от функцията резултат.

Размитият регулатор се реализира като се извикват описаните по-горе програмни модули.

Това става в програмният блок OB30 – Cyclic interrupt, който се извиква през точно определен интервал от време – 1s.

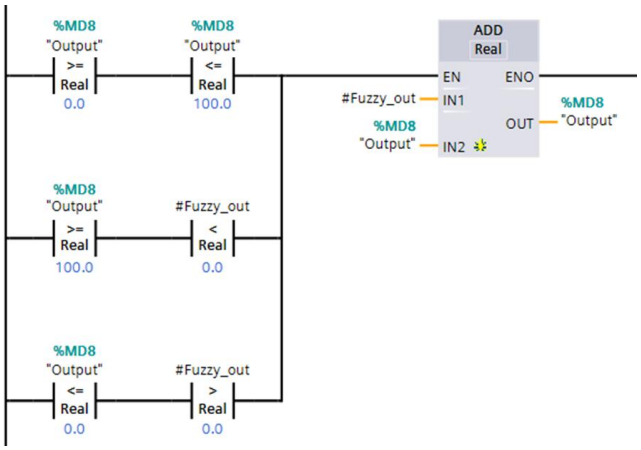
Програмната реализация е на езика LAD и е показана на фиг.4.



Фиг.4. Програмна реализация на размитият регулатор

Освен размитата логика в програмният блок OB30 е реализирано и интегрирането на изхода, което представлява сума от стойностите на изхода през интервал от време 1s и е предвидено ограничение така че сумата да не надхвърля 100 и да не става по-малка от 0, които са физическите ограничения на управляващото въздействие.

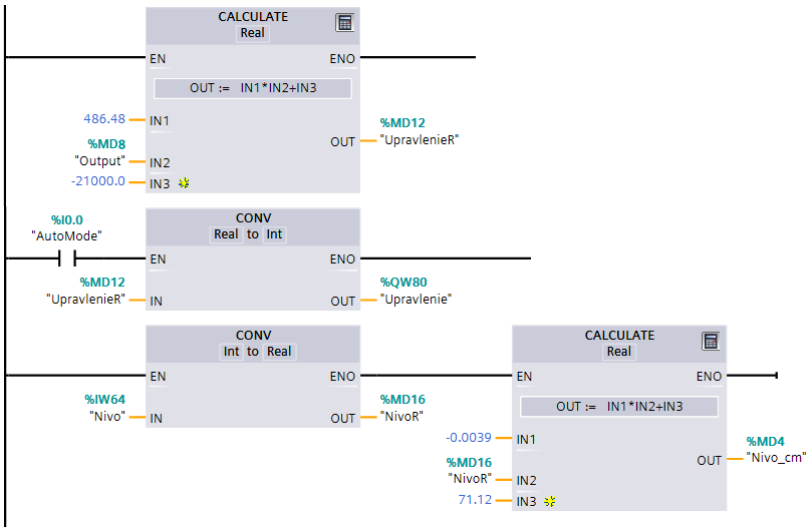
Програмната реализация е показана на фиг.5.



Фиг.5. Програмна реализация на интегратор

В програмният блок OB1 – Main е направено мащабиране на измерваните величини и на управляващият сигнал, както и функция за превключване между ръчен и автоматичен режим.

Използваният език е LAD и програмната реализация е показана на фиг.6.

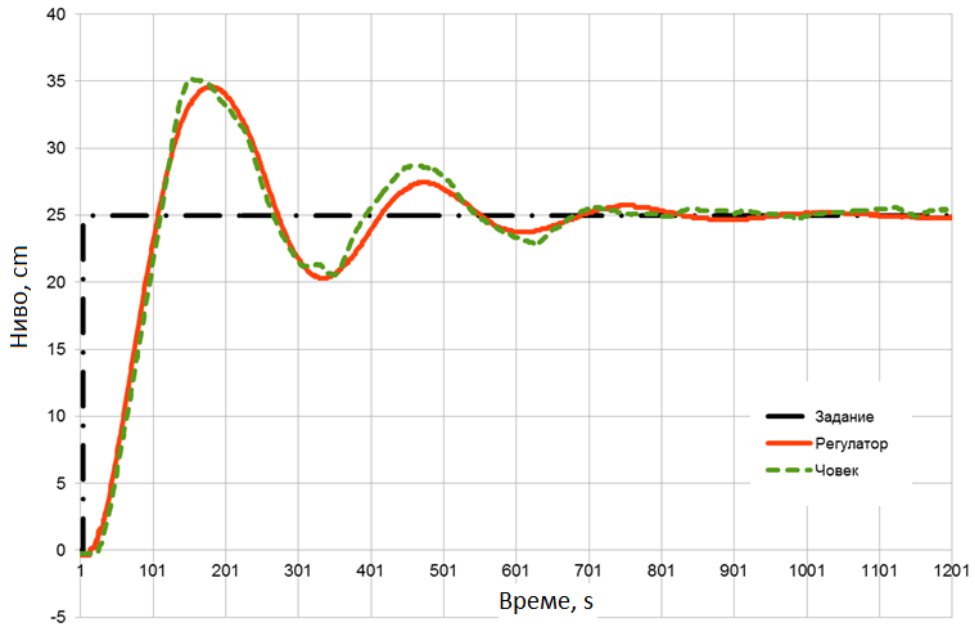


Фиг.6. Мащабиране на сигналите в програмният блок Main

6. Експериментални изследвания и изводи

Извършени са експериментални изследвания както с размитият регулатор така и при ръчно управление от човек-оператор. Експериментът с човека оператор е проведен по следният начин: първоначално резервоарът е празен – ниво 0cm в даден момент от време се казва на човека оператор нова стойност на нивото в конкретният случай 25cm при което той трябва да започне да подава управляващи въздействия посредством многооборотен потенциометър (служещ да симулира многооборотен ръчен регулиращ орган) като целта му е да достигне и да поддържа новата зададена стойност за нивото.

Експериментът с размитият регулатор е извършен аналогично – подава се от операторският панел стойност на заданието 25cm, при което регулаторът започва да подава управляващи сигнали за да достигне новото задание. Получените експериментални резултати от човека оператор и от регулатора са показани на фиг.7.



Фиг.7. Експериментални резултати

От експерименталните резултати се вижда, че човекът оператор и регулаторът постигат преходен процес със сходно качество на затворената система при скокообразно изменение на заданието. Това показва, че синтезираният размит регулатор има свойства подобни на човека оператор при управлението на ниво.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Маринчев, А., ***Математичен модел на затворен контур за управление, в който участва човека като функционално звено***, Годишник на ТУ-София, 2014, стр. 219-226.

[2] Маринчев, А., ***Изследване на операторски функции на човека като функционално звено в система за управление***, Дисертация, ТУ-София, София, 2015.

[3] George, G. R., ***New Methods of Mathematical Modeling of Human Behavior in the Manual Tracking Task***, State University of New York at Binghamton. Mechanical Engineering, ProQuest, 2008.

[4] Jordanova, Sn., D. Stoitseva-Delicheva, ***Supervisor-based Fuzzy Logic Control of Anaerobic Organic Wastewater Treatment***, Международна конференция „Автоматика 2015“, Годишник на ТУ-София, 05.06–07.06, Созопол, 2015

[5] Маринчев, А., В. Карлова-Сергиева, ***Експериментално изследване на лабораторен стенд “регулиране на ниво”***, Годишник на ТУ-София, 2014, стр. 195-200.

[6] Младенов, В., Сн. Йорданова, ***Размито управление и невронни мрежи.*** Изд. на ТУ-София, София, 2006.

Автори: Александър Пламенов Маринчев, маг. инж., асистент, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *amar@tu-sofia.bg* ; Весела Ангелова Карлова-Сергиева, доц. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *vaks@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р В. Гълъбов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА СИМУЛАЦИОНЕН СОФТУЕР ПРИ ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВЛИЯНИЕТО НА КОМУНИКАЦИОННАТА СРЕДА ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА ИНДУСТРИАЛНИ ОБЕКТИ

Методи Георгиев

***Резюме**: Съвременните системи за управление неминуемо включват жични и безжични комуникационни системи. Тези системи са познати като системи за автоматично управление с мрежова комуникация САУМК. Добавянето на комуникация в системите за управление води до усложняване на анализа и дизайна на подобни системи като резултат от наличието на допълнителни закъснения, загуба на пакети с данни и други. Настоящата разработка представя подход за анализ на закъсненията в съществуващи комуникационни мрежи базирани на Ethernet с помощта на симулационен софтуер и OPC сървър.*

***Ключови думи**: управление с обратна връзка, индустриална комуникация, анализ и настройка на САУМК.*

SIMULATION SOFTWARE APPLICATION FOR COMMUNICATION ENVIRONMENT INFLUENCE ON INDUSTRIAL PROCESS CONTROL

Metody Georgiev

***Abstract**: The present control systems include wired and wireless communication systems. These systems are known as networked control systems (NCS) or wireless networked control systems (WNCM). Insertion of communication in the feedback control loop make the analyses and design of such systems very complex because of variable time delays, packets loss, etc. The present work propose a method for analyses of the time delays in existing networks based on Ethernet using simulation software and OPC server.*

***Keywords**: feedback control, industrial communication, analyses and adjustment of NCS and WNCS.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

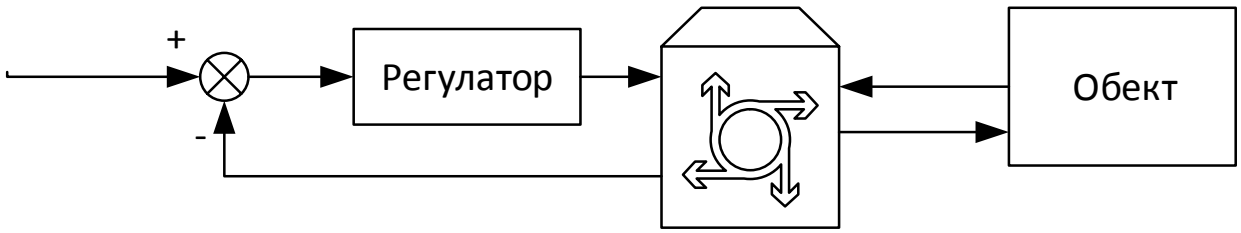
Все повече системи за управление използват средства за комуникация при обмена на данни между обектите и управляващите системи.

Проблем при този вид системи представлява времето за пренос на данните от едно устройство до друго, като в много от случаите (например при безжична комуникация това забавяне може да е съществено и със случаен характер зави-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

сещ от използваните технически средства, натовареността на канала за връзка или комуникационният протокол) [1,2,3]. Структурната схема на система с мрежова комуникация е показана на фиг.1



Фиг.1. Модел на система с мрежова комуникация

Според [1] при малък период на дискретизация T_0 се допускат мрежови закъснения в диапазона от 0 до T_0, като в общия случай е невъзможно да се определи аналитично устойчивостта на произволна система с мрежова комуникация.

Практически приложими резултати могат да бъдат постигнати чрез симулационно моделиране[1,2].

При изграждането на реални цифрови системи съотношението между закъснението τ_k и T_0 трябва да бъде точно идентифицирано с цел точна настройка на регулаторите или извършването на допълнителни действия по разширяване на капацитета на комуникационните канали с цел намаляване на τ_k.

Предложеният подход дава възможност за определяне на времезакасненията и загубата на данни в резултат на цифрово предаване на данни при използване на Ethernet комуникационен канал за връзка.

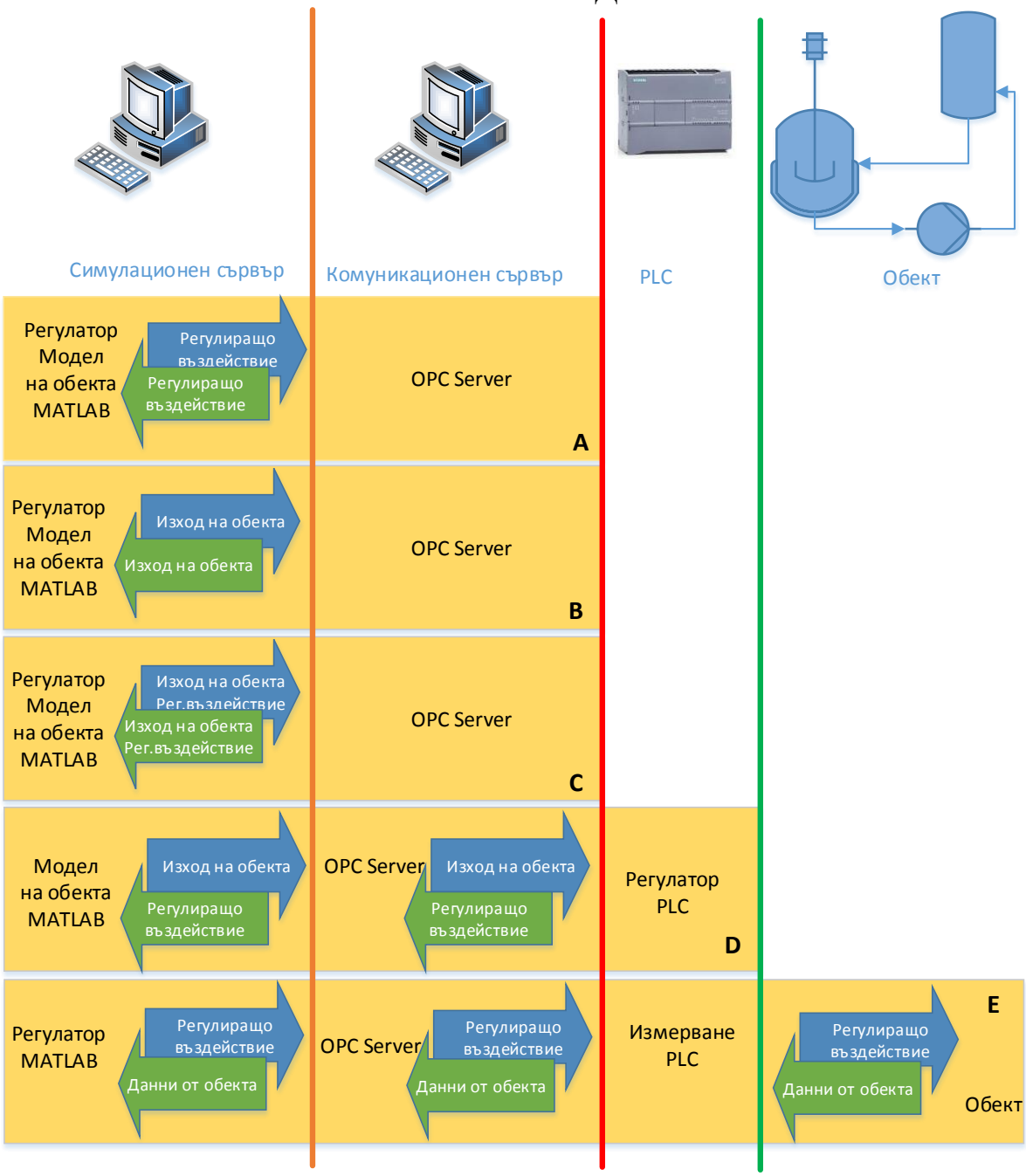
Подходът може да бъде използван за идентификация на закъснения при използване на различни комуникационни протоколи базирани на Ethernet като: Profinet, Modbus TCP или друг.

На фиг.2 са разгледани няколко възможни варианта за използване на симулационни схеми при участието на реални комуникационни канали.

От нея може да се види, че използването на два сървъра, комуникационен и симулационен ще доведе до въвеждането в симулационната система реални закъснения при предаване на данните от едната машина към другата, което е напълно еквивалентно на предаване на данни между програмируемият контролер и симулационния сървър.

За целта на изследването е избрана структурна схема с модел и регулатор в симулационната среда и предаване на данни по схемата показана на фиг.2.С.

2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА



Фиг.2. Структури при симулацията на закъснения в резултат на наличие на индустриална комуникация

Реализацията на комуникационното предаване на данните на всяка от връзките се реализира посредством комуникационен Gateway, който прехвърля данните между отделните променливи в OPC Сървъра. За всяка от двете променливи, които се трансферират по мрежата се създават по две виртуални стойности както следва:

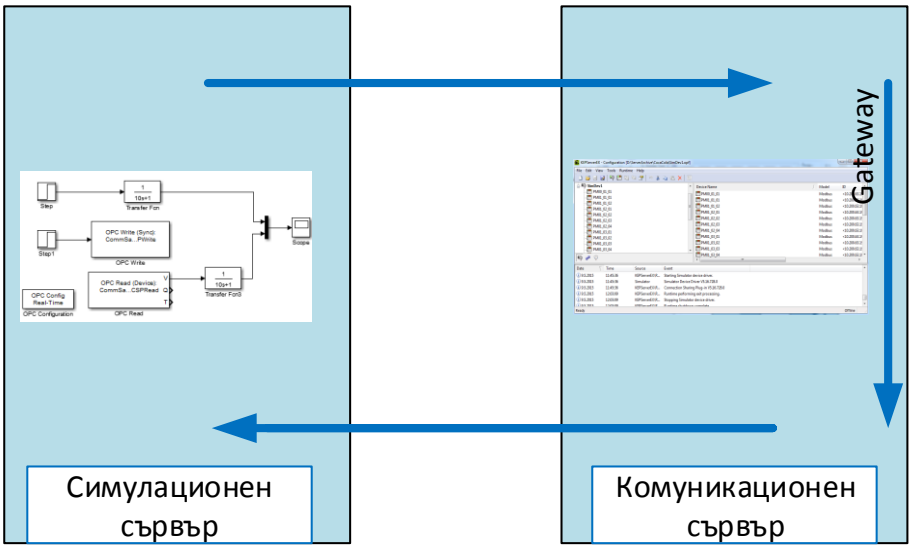
LMNWrite – стойност на изхода на регулатора, която се предава от симулационния сървър към OPC сървъра;

LMNRead – стойност на изхода на регулатора, която се предава от OPC сървъра към симулационния сървър;

PVWrite – стойност на изхода на обекта, която се предава от симулационния сървър към OPC сървъра;

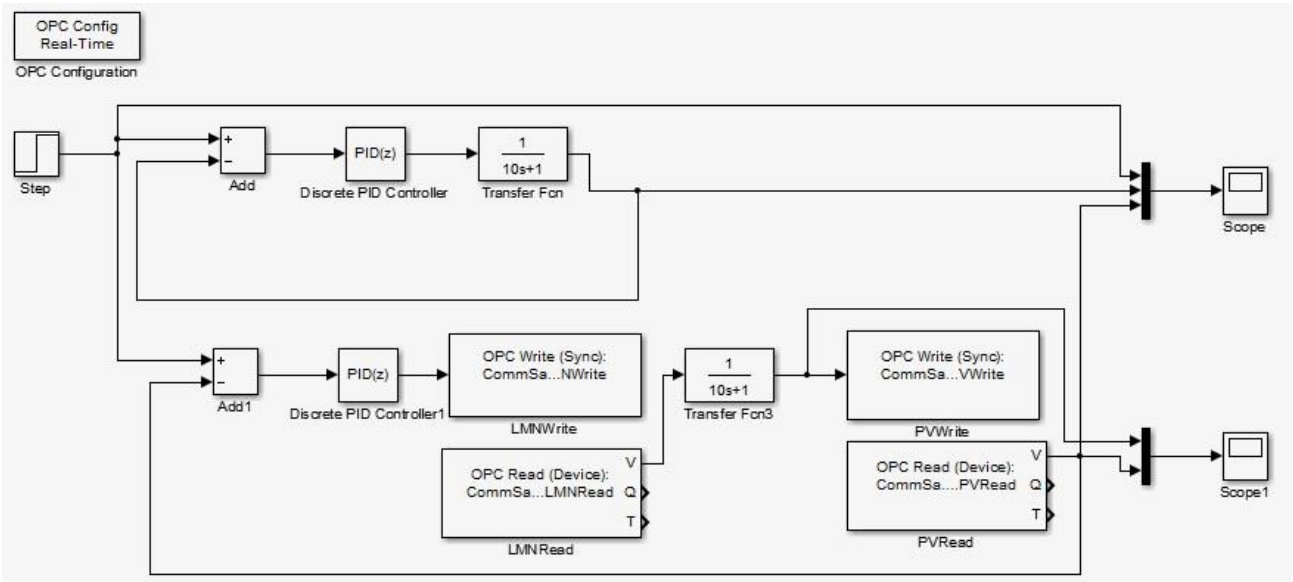
PVRead – стойност на изхода на обекта, която се предава от OPC сървъра към симулационния сървър.

Прехвърлянето на данните от комуникационният Gateway е показан на фиг.3.



Фиг.3. Прехвърляне на данни през комуникационен сървър

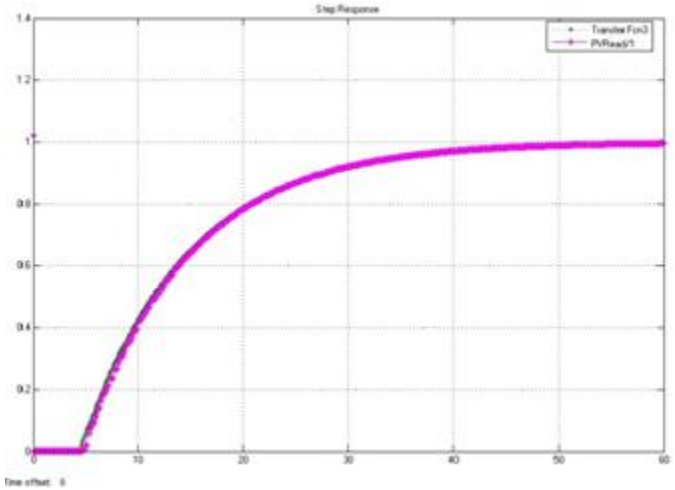
За целта на изследването е направена симулационна схема (фиг.4) разглеждаща поведението на цифров регулатор [4] с мрежова комуникация по отношение на каналите регулатор – обект и сензор – регулатор.



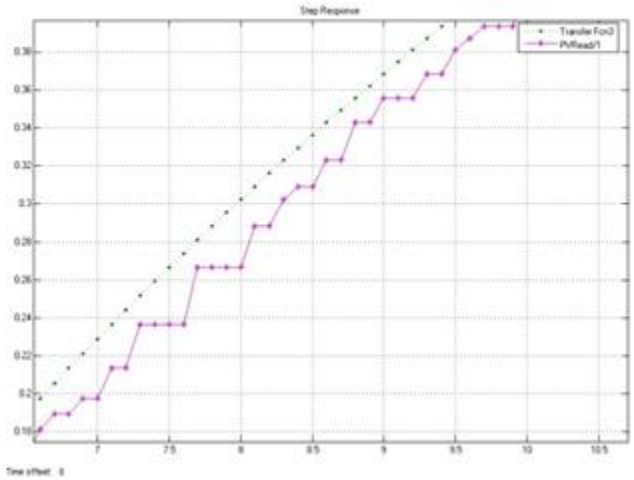
Фиг.4. Симулационна схема за определяне на комуникационните закъснения

3. СИМУЛАЦИОННИ ДАННИ

Поведението на обекта преди и след точката на комуникация е показано на фиг.5 и фиг.6.



Фиг.5. Динамична характеристика на обекта



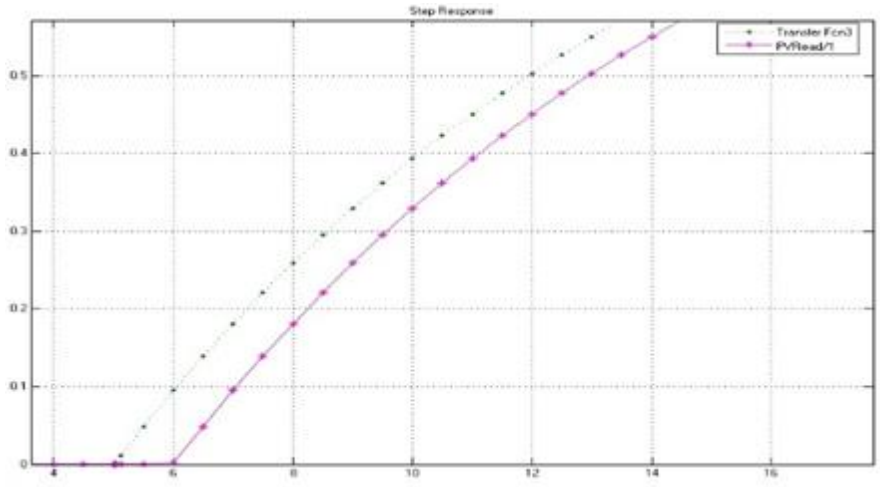
Фиг.6. Динамична характеристика на обекта (увеличена)

Данните на фиг.5 са получени при T_0 =100 ms. Очевидна е загубата на информация при прехвърляне на данните между в рамките от един до три такта. От това може да се заключи, че в конкретният случай е безсмислено да се преизчислява управляващото въздействие на всеки 100 ms, тъй като информацията на входа на регулатора няма да бъде коректна при всеки един от тактовете. Проблемът със загубата на данни може да бъде решен по няколко начина:

- настройка на времената за предаване на данните в случай, че това е допустим параметър в софтуера;
- увеличаване на капацитета на индустриалната мрежа;
- увеличаване на такта на дискретизация, ако това е допустимо.

На фиг.8 са показани резултатите от увеличаване на такта на дискретизация от 100 на 500 ms , където може да се види, че отсъства загуба на данни. Според критерия на Найквист честотата на дискретизация трябва да бъде поне два пъти по-висока от срязващата честота на обекта.

В конкретният разглеждан случай срязващата честота на обекта е 0,0079 Hz, което е повече от два пъти по-ниско от честотата на дискретизация при T_0 =500 ms, т.е увеличението на T_0 е напълно допустимо.



Фиг.7. Динамична характеристика при T_0 =500 ms

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Може да се каже, че влиянието на комуникационните системи при управление на индустриални инсталации е съществено поради факта, че те внасят съществени промени в характера на процесите поради наличието на закъснения и загуба на данни.

Особено важен е този проблем при наличие на безжична комуникация, която може да доведе до съществени проблеми при управлението. Определянето на тези два параметъра (загуба на данни и закъснения) трудно може да бъде определен без специализирана апаратура.

Настоящата разработка предлага ефективен подход за определяне на тези параметри с използване на софтуерни инструменти и доказва неговата приложимост върху реална комуникационна мрежа. Резултатите от подобно изследване могат да се използват при настройка на регулатори в системи, използващи мрежова комуникация.

5. ЛИТЕРАТУРА

1. Джиев Ст., Индустриални мрежи за комуникация и управление, ТУ-София, 2003 г.
2. Peter Neumann, Communication in industrial automation - What is going on?, Control Engineering Practice 15 (2007) pp. 1332-1347
3. Nicholas Kottenstette, Panos J. Antsaklis, Springer Handbook of Automation, Springer, 2008
4. Simulink Users Guide, The MathWorks, Inc., 2015

Автор: Методи Георгиев, доц. д-р - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *georgievmg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Ст. Енев

РАЗРАБОТКА НА БИОПРОЦЕСНА СИСТЕМА ЗА ПРОИЗВОДСТВО НА МЕТАН ПРИ ДИРЕКТНА КОНСУМАЦИЯ НА ТЕХНОГЕННИ ЕЛЕКТРОНИ ОТ *Methanosaeta harundinacea*, ЧАСТ I - РЕГУЛИРАНЕ НА ТЕМПЕРАТУРАТА

Петър Йонков, Борис Киров, Десислава Стоицева-Деличева, Васил Гълъбов

Резюме: *Представеният научен труд описва разработката на целеви биореактор за култивиране на метаногена Methanosaeta harundinacea. Последният представлява особен научен и индустриален интерес поради свойството си да фиксира въглероден диоксид и вода до метан за сметка на електрони погълнати непосредствено от обкръжаващата среда. В тази връзка са разгледани необходимите условия за такъв тип култивиране, както и измерваемите и регулируеми величини в технологичната постановка. Описани са структурата на биореактора, технологичните му елементи, както и тяхната функция. В детайли е разгледана изработката на температурния датчик, както и регулирането на температурата.*

Ключови думи: *метаногенеза, директен междувидов електронен пренос (ДМЕП), биопроцесна система, регулиране на температурата*

ENGINEERING OF A BIOPROCESS SYSTEM FOR METHANE PRODUCTION BASED ON DIRECT CONSUMPTION OF TECHNOGENIC ELECTRONS BY *Methanosaeta harundinacea*, PART I - TEMPERATURE CONTROL

Petar Yonkov*, Boris Kirov*, Desislava Stoitseva-Delicheva, Vasil Galabov

Abstract: *The presented research work describes the engineering of a purpose-built bioreactor for cultivation of the methanogen Methanosaeta harundinacea. The later organism represents significant scientific and industrial interest owing to its capacity to fix carbon dioxide and water into methane utilizing electrons absorbed directly from the environment. Consequently, the necessary conditions for such cultivation are analyzed, as well as the measureable and control values in this technological setup. The bioreactor's structure, technological elements as well as their function are thoroughly described. The fabrication of the temperature sensor and the temperature control are examined in details.*

Keywords: *methanogenesis, direct interspecies electron transfer (DIET), bioprocess system, temperature control*

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. Въведение

Methanosaeta spp. е род метаногенни архебактерии от особено значение за анаеробното разграждане на органични отпадъци. Оценки сочат, че близо 2/3 от метана получен при едновременното разграждане на оцетна киселина и етанол е произведен именно от *Methanosaeta spp* [1]. Това се дължи на способността на тези архебактерии да провеждат горната реакция в условия на много ниски концентрации на оцетна киселина. Всичко това прави този род микроорганизми особено интересни при индустриалната преработка на органични отпадъци и производството на биогаз, напр. при преработката на отпадъци от пивоварната промишленост, пречистването на отработени води и пр. [2]. Като следствие от този засилен интерес, физиологията на *Methanosaeta spp.* в условията на индустриално култивиране в метаногенни биореактори е добре изучена.

Едно наскоро открито свойство на тези архебактерии, обаче, промени изцяло възможните приложения на *Methanosaeta spp.*, както и насоките в методите на лабораторно и индустриално култивиране на този род микроорганизми. В публикация на Ротару и сътрудници през 2014 година [3] беше докладвано, че в метантанковете освен обмен на електрони между представители на родовете *Methanosaeta spp.* и *Geobacter spp.* посредством потоци от водород или през минерални форми на железни оксиди и други проводящи метали, най-вероятно се осъществява и директен междувидов електронен пренос (ДМЕП) [4]. Последващи проучвания не само потвърдиха тези резултати, но и доказаха, че натрупване на биомаса може да се извършва изцяло за сметка на енергията добита от такъв електронен пренос [5]. Показано бе също, че *Methanosaeta spp.* могат да приемат и техногенни електрони директно от повърхността на катоди и да използват тяхната енергия за фиксация на въглероден диоксид и вода до метан [6]. Последното свойство крие огромен потенциал, както в намаляването на въглеродните емисии, така и в съхраняването и използването на елекрическата енергия добита от възобновяеми енергийни източници.

Целейки развитието на това ново направление в биотехнологиите, ние започнахме разработката на целеви лабораторен биореактор за анаеробно култивиране на *Methanosaeta spp.* за сметка на катодни електрони и фиксация на въглероден диоксид и вода.

2. Биореактор

Както беше отбелязано, *Methanosaeta spp.* е мезофилен анаероб използващ външни източници на електрони за фиксация на въглероден диоксид и вода до метан и други органични съединения. В този смисъл, целевият биореактор следва да осигурява условия за анаеробно култивиране на микроорганизми в близък контакт с електронен донор при осигуряване на постоянен приток на въглероден диоксид и постоянен контрол на температурата.

За целта се разработва цилиндричен биореактор (фиг.1) със стъклен корпус с размери от 12 см в диаметър и 14 см на височина. Биореакторът е снабден с топлообменник разположен под него и капак от неръждаема стомана с функционални отвори. Топло- и масопреносът вътре в реактора ще се осигуряват пос-

редством барботиране с въглероден диоксид и/или азот, което ще осигури и постоянен приток на този газ (тези газове) в културалната течност. Барботьорът ще бъде изработен от перфорирана тръба отваряща се под биологично съвместим катод. Последният ще бъде изработен от графит или друга въглеродна форма. Барботьорът и катодът ще достигат до културалната течност през целевите отвори в капака. Оттам ще минава и термочувствителния елемент, който ще бъде описан по-долу. Капакът на реактора ще разполага с още два функционални отвора: един за изтегляне на произведения метан и един осигуряващ възможност за изменение на количеството и/или състава на културалната течност по време на ферментация.

Тази технологична постановка позволява да се борави със следните измерваеми и регулируеми величини в биопроцесната система:

- температура на културалната течност;
- количество усвоени електрони;
- количество произведен метан;
- количество подадени органични съединения;
- количество подаден въглероден диоксид;
- количество подаден азот.

3. Температурен датчик

Сензорът за температура в биореактора е съставен от полупроводников термистор, модел: TMP 37 от Analog Devices, стъклена тръба с външен диаметър Ø5mm и три проводника с тефлонова изолация с дължина около 330mm всеки.

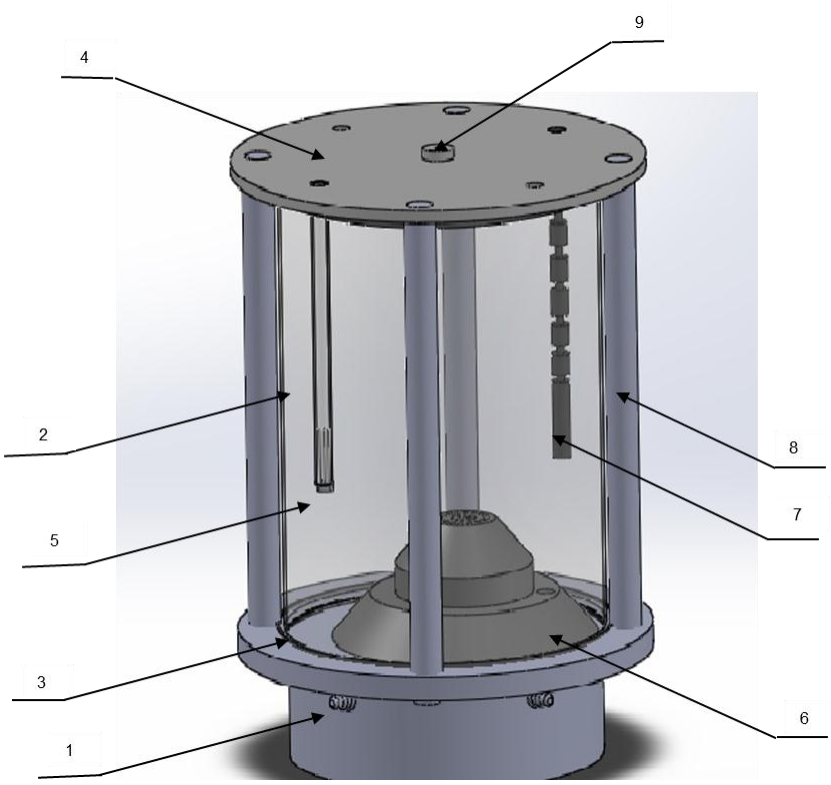
Термисторът е избран основно поради температурния си обхват (от -40 °C до +125 °C), който е подходящ за целите на управлението, както и поради ниската консумация на електрически ток (по-малко от 50 μA). Същият има малки размери и не се загрява по време на работа, които му качества също спомагат за конкретното приложение.

Сензорът е поставен в тънка стъклена тръба с външен диаметър Ø5mm, за да се избегнат нежеланите за конкретното приложение ефекти. А именно:

- получаване на втори електрод (освен графитния) в реактора;
- по-бавното темпериране на термистора;
- сложността на уплътняването на вътрешността на конструкцията срещу влага.

Използването на проводници с тефлонова изолация е основателно с оглед обработката в автоклав на всички части на реактора преди пускането му в употреба.

Изолирането на вътрешната част на тръбата от влага (и от двете страни) е извършено чрез специална комбинация от фотополимер и течно лепило с втвърдител.



1. Основа с водна риза;
2. Стъклено тяло;
3. Гумени уплътнения – 2 бр. ;
4. Капак;
5. Сензор за температура;
6. Барбутьор;
7. Графитен електрод;
8. Крепежни елементи – 4бр.
9. Калиброван отвор за отнемане на разтворените от културалната течност газове.

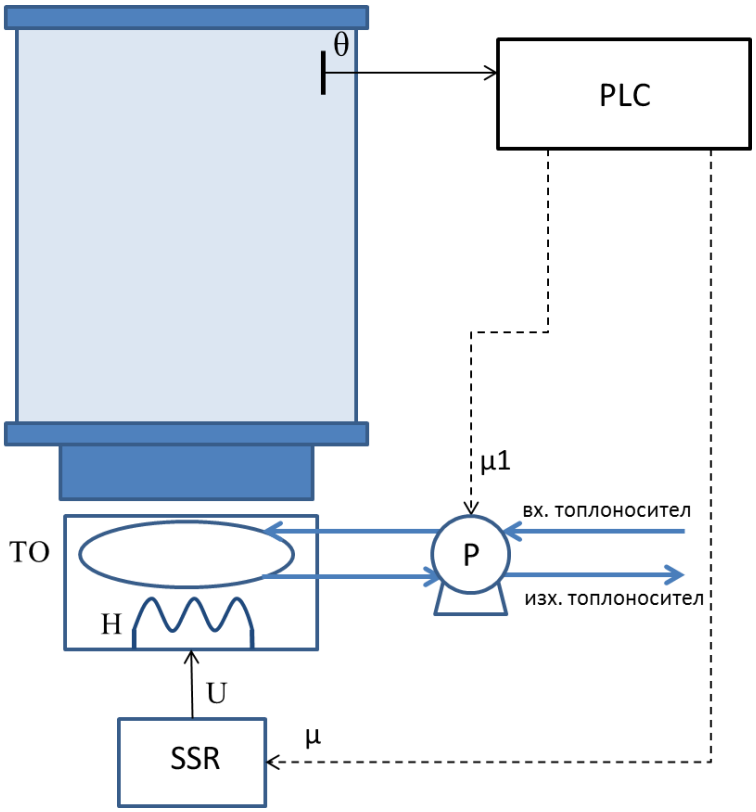
Фиг.1. Тримерен модел на биореактор

4. Контур за регулиране на температурата в средата за Култивиране на бактерии *Methanosaeta spp.*

Температурата в разработвания биореактор се явява основна регулируема величина, като от нея зависят скоростта и типа на метабилзма като цяло, както и процесите участващи в ДМЕП и метаногенезата. Измерването на температурата в средата се осъществява с помощта на сензор - термистор TMP 37 на Analog Devices, който е директно потопен в нея. Точността на използваният датчик е ±2°C осреднено за целия обхват на сензора и ±1°C за работна точка 24 °C. Сигналът от термочувствителния елемент се предава посредством стандартен напрежителен сигнал към логическо устройство (контролер), чиято задача е събиране на данни за текущите условия при които протича процеса и вземане на решение според заложения алгоритъм, така че да се осигурява поддържането на желани технологични условия.

Структурна схема на системата за управление е показана на фиг.2. Регулирането на температурата на средата в биореактора се осъществява с помощта на топлообменник *ТО* състоящ се от топлообменен тороиден елемент и подгряващ елемент – електрически нагревател *Н*. Използваният флуид е вода, като е предвидена възможност за работа както в отворен, така и в затворен контур, т.е. възможно е да се подава непрекъснато свежа вода от външен източник с определен дебит или да се подгрява само флуидът в напълнения вече топлообменен тороиден елемент. Поради малките размери на топлообменника не е необходимо да се осигурява непрекъснато движение на флуида вътре в тороидния елемент. Възможността за работа при отворена и затворена система на топлообменника е от съществено значение за коректното поддържане на желаната температура в

биореактора. По този начин се осигурява допълнително управляващо въздействие, което прави възможно принудителното охлаждане на флуида. Управлението на входящия и изходящия поток е предвидено да се извършва с помощта на перисталтична помпа *P*, която позволява включването и в автоматичен контур за регулиране поради възможността и да се управлява посредством подаван към нея токов сигнал.



Фиг.2. Структурна схема на контур за управление на температура в културалната среда

Управлението на подгряващия елемент – електрически нагревател, се извършва чрез SSR, управлявано от програмно реализиран ШИМ [7], като това позволява плавно изменение на температурата и постигането на по-голяма точност на регулирането на същата вътре в самия биореактор.

Според технологичните изисквания за протичането на съответните процеси, в окомплектоването на разглеждания биореактор е необходимо да се предвиди възможност за достигане и поддържане на температура на средата в диапазон на изменение 30-40^{o}C.

Като се отчете необходимостта стъпката на изменение на заданието да бъде 1^{o}C и технологичното ограничение, отчитащо природата на култивираните бактерии, обусловено от горната граница на диапазона на изменение на температурата, то търсената точност на регулиране е в границите ±0,2^{o}C, а изискването към качеството осигурявано от управляващата част е критично апериодичен преходен процес на изменение на температурата в средата [8].

5. Заключение

Представената работа е начална стъпка в цялостната разработка на функционална биопроцесна система за изследване на производството на метан от неорганични съединения за сметка на техногенни електрони. Непосредствено предстои да бъдат изработени барботьор, да бъде подбран материалът за катода, както и да бъде окомплектован нискостойностен датчик за метан. Планирана е идентификация на обекта за управление по контура за регулиране на температурата на културалната течност, последващ избор на подходящ алгоритъм за нейното управление, както и неговото валидиране в реални експлоатационни условия.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Smith, K.S., Ingram-Smith, C. (2007), ***Methanosaeta, the forgotten methanogen?***, Trends Microbiol. 2007 Apr;15(4):150-5. Epub 2007 Feb 21

[2] Guo, J., Peng, Y., Ni, B.J., Han, X., Fan, L., Yuan, Z. (2015), ***Dissecting microbial community structure and methane-producing pathways of a full-scale anaerobic reactor digesting activated sludge from wastewater treatment by metagenomic sequencing.***, Microb Cell Fact. 2015 Mar 14; 14 (1):33

[3] Rotaru, A. *et al.* (2014), ***A new model for electron flow during anaerobic digestion: direct interspecies electron transfer to Methanosaeta for the reduction of carbon dioxide to methane***, Energy Environ. Sci., 2014,7, 408-415

[4] Li, H. *et al.* (2015), ***Direct interspecies electron transfer accelerates syntrophic oxidation of butyrate in paddy soil enrichments***, Environ Microbiol. 2015 May; 17(5): 1533-47

[5] Shrestha, P.M. *et al.* (2013), ***Syntrophic growth with direct interspecies electron transfer as the primary mechanism for energy exchange***, Environ Microbiol Rep. 2013 Dec; 5(6):904-10

[6] Cheng, S. *et al.* (2009), ***Direct biological conversion of electrical current into methane by electromethanogenesis.***, Environ Sci Technol. 2009 May 15; 43(10): 3953-8

[7] Хинов, Х., К. Наплатаров (1987), ***Автоматизация на технологични процеси***, София, Техника, 1987

[8] Наплатаров, К. (1998), ***Промишлени системи за нискостойностна автоматизация***, София, ТУ, 1998

Автори: Петър Йонков, катедра АНП, ФА, Технически Университет - София, E-mail adress: *petyr.yonkov@mail.bg ;*

Борис Киров, ас. д-р, катедра АНП, ФА, Технически Университет - София, E-mail adress: *Boris.Kirov@tu-sofia.bg ;*

Десислава Стоицева-Деличева, гл. ас. д-р, катедра АНП, ФА, Технически Университет - София, E-mail adress: *stoitseva@tu-sofia.bg ;*

Васил Гълъбов, доц. д-р, катедра АНП, ФА, Технически Университет - София, E-mail adress: *vtg@tu-sofia.bg* .

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Ст. Стоянов

СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ С LabVIEW

Албена Танева, Робърт Казала, Иван Ганчев, Михаил Петров

Резюме: *Тази разработка е посветена на система за управлението с виртуалните инструменти на LabVIEW. Тяхното използване е своеобразен преход от традиционните инструментални системи към системи базирани и изградени със специализиран софтуер. Предложеното решение използва съвременни мрежови стандарти, като сървър-клиент, за проектиране и разработване на разпределените системи за управление. Разработена е мрежова система с различни програмируеми контролери. Експериментални резултати показват функционалност и работоспособност на разработката.*

Ключови думи: *РСУ, OPC сървър-клиент, SCADA.*

CONTROL SYSTEM WITH LabVIEW

Albena Taneva, Robert Kazala, Ivan Ganchev, Michail Petrov

Abstract: *This article is based on control systems design using LabVIEW virtual instruments. They represent a shift from traditional hardware-centered instrumentation systems to software-centered systems. The solution is based on network standards, client-server, for distributed control systems design and development. A project for monitoring and control of laboratory distributed control systems is presented. The networked system with different programmable logic controllers is developed. The experimental results demonstrate the verification and performance of the work.*

Keywords: *Distributed control systems, OPC server-client, SCADA*

1. Introduction

A distributed control system (DCS) refers to a control system usually of a manufacturing system, process or any kind of dynamic system. The controller elements are not centrally located (like the brain) but are distributed throughout the system with each component sub-system controlled by one or more controllers. The entire system of devices is network connected for communication and monitoring. DCS is a very broad term used in a variety of industries, to monitor and control distributed equipment. A type of automated control system that is distributed throughout a machine to provide instructions to different parts of the machine. Instead of having a centrally located device controlling all machines, each section of a machine has its own computer that controls the operation. For instance, there may be one machine with a section that controls dry elements of cake frosting and another section controlling the liquid ele-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ments, but each section is individually managed by a DCS. Such distributed hierarchy is commonly used in manufacturing equipment and utilizes input and output protocols to control the machine. In this meaning this work is modern and meaningful.

Networked Control Systems (NCSs) have recently gained the attention of the industry since they are flexible and re-usable. This article is based on control systems design using LabVIEW virtual instruments (VI). They work with a variety of hardware and software and can integrate into virtually any system. VI paradigm transformed test, measurement, and automation applications from loosely coupled and often incompatible stand-alone instruments and devices to tightly integrated, high-performance measurement and automation systems. Doing more than just building the equivalent of a traditional instrument around a PC, virtual instrumentation is about redefining what an instrument is and empowering users to build robust instruments and flexible measurement systems not possible before. Using VI can achieve a tightly integrated measurement and automation application that incorporates many kinds of I/O, such as data acquisition, motion control, image acquisition, and distributed I/O. With traditional instrumentation, the integration of a system like this would be costly and time-consuming. Although the PC and integrated circuit technology have experienced significant advances in the last two decades, it is software that provides the leverage to build on this powerful hardware foundation to create virtual instruments, providing better ways to innovate and significantly reduce cost. With VI engineers and scientists build measurement and automation systems that suit their needs exactly (user-defined) instead of being limited by traditional fixed-function instruments (vendor-defined). Software is the cornerstone of a VI system. Its flexibility, combined with powerful modular hardware solutions, creates the ultimate in user-defined, scalable instrumentation systems. This paper includes: Section 2 for configuration description of the client-server networked systems; Section 3 describes laboratory equipment, including Siemens tank set up; Section 4 shows the developed LabVIEW project for monitoring and control; Some results for data exchanging and conclusions are given in the Sections 5 and 6.

2. Main description of the networked control system and LabVIEW project

In modern control systems all devices are connected to the network. In order to demonstrate the possibility to combine different controllers in one network, all control devices were equipped with Ethernet network modules. In the laboratory they are easy integrated in a common network. On the Fig.1 a general concept for networked control system including server and controllers is presented. It shows Siemens, Omron and Panasonic PLCs as clients.

The main task is to establish connection for laboratory sets up using client-server model. It is difficult to exchange data between different controllers.

The problem arises with exchanging data between such device types. Each controller uses different communication protocol. This embarrasses the direct data exchange. In order to allow data exchange between controllers, it is necessary to use an additional system executing the conversion of messages. One of the most flexible solutions to build effective systems data exchange between controllers using different protocols is

the use of the OPC server with the LabVIEW environment. This configuration allows remote process control and visualization. The NI OPC Servers convert proprietary industrial protocols to the open OPC Classic and OPC Unified Architecture (UA) protocols. This conversion to OPC then enables NI LabVIEW software to communicate to many different programmable logic controllers (PLCs) and third-party devices through the OPC Client that is included with the LabVIEW Datalogging and Supervisory Control (DSC) Module. The combination of NI OPC Servers and LabVIEW provides a single platform for delivering high-performance measurements and control to industrial systems (for example SCADA).
There are many OPC servers. A very suitable for educational purposes is NI OPC Server, National Instruments [9]. Furthermore this software can be used in industrial systems. It has evaluation version with limited execution time [10]. After the installation it starts automatically as a system process. By double clicking on the notification icon it is possible to run OPC Server Configuration window, as it is shown on Fig.2. It allows choosing communication driver and sets OPC tags. Proper configuration is done in few steps:

- Running the Server
- Starting a New Project
- Adding and Configuring a Channel
- Adding and Configuring a Device
- Adding User-Defined Tags and Tag Scaling
- Saving the Project

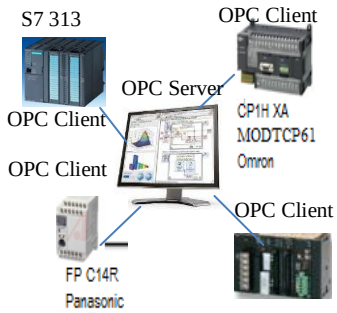


Fig.1. Client-server PLCs network.

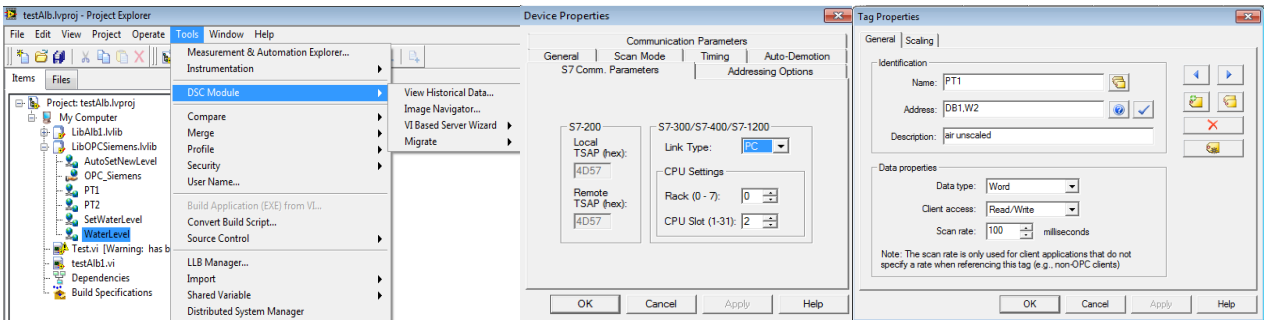


Fig.2. NI OPC Server project setups.

To testing the server operability the *OPC Quick Client* is used. The relevant variables for *Pressure and Temperature transmitters*, noted as PT1, PT2 and TT1 are defined, Fig.3. Software allows to view and modify values for selected tags configured in the OPC server (Fig.8).

It is done for each PLC variables. In the developed project are connected different controllers, Fig.1- Fig.7. In this way are connected devices as clients in a client's project. Ones configured and created do not need to repeat this at start.

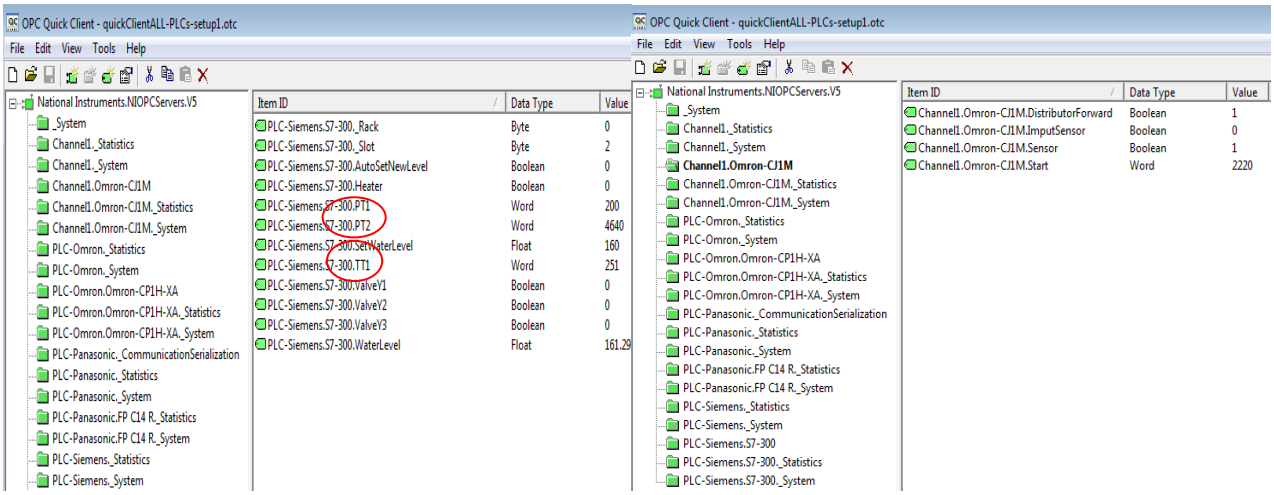


Fig.3. OPC Quick Client window and setups for controllers (clients).

3. Description of the laboratory setup

The structure of the networked laboratory system is presented on Fig.4. It consists of the flow level and heating system with I/O remotely connected to Siemens S7-300 PLC, Simatic Panel HMI interface and PC computer with OPC server and LabVIEW software. The standardized documentation includes P&I diagram and is depicted bellow.

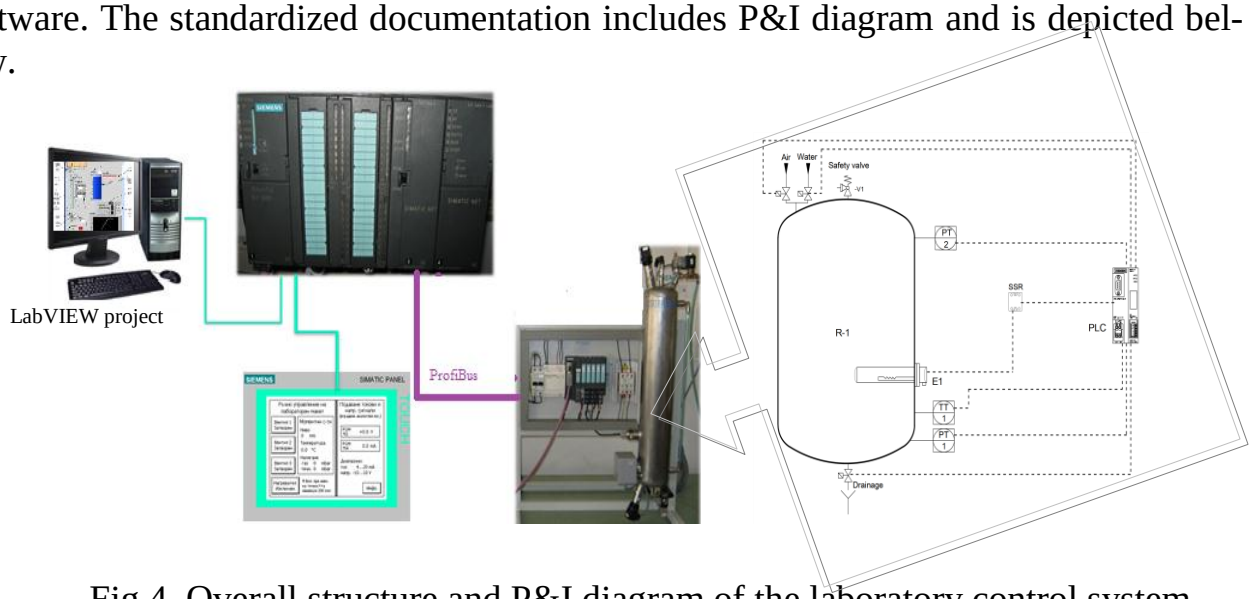
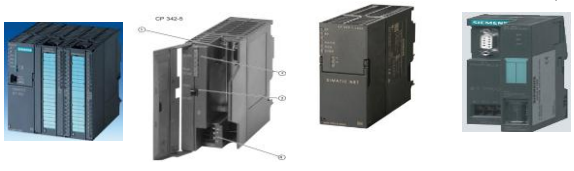


Fig.4. Overall structure and P&I diagram of the laboratory control system.

S7-300, 313C DP 342-5 CP343-1 Lean ET200S (slave)



CPU 313C unit - DI8, DI16, DO, AI5, AO2
DP 342-5 - ProfiBUs unit
CP343-1 - Ethernet Lean
ET200S slave unit

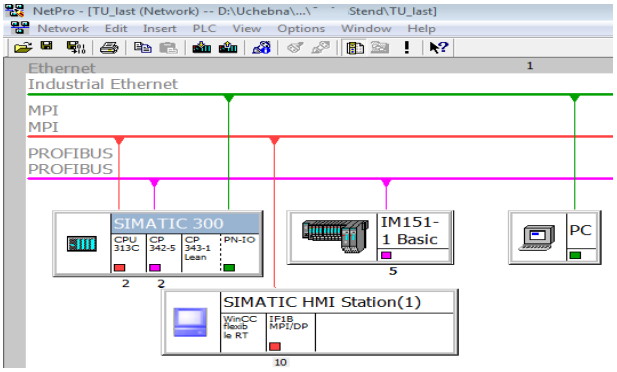


Fig.5. Hardware configuration in Simatic manager project.

The program loaded to PLC controls set up in manual or automatic modes. It allows defining references: water level and temperature from the HMI panel and observe changing of process values. On the Fig.5 is presented the elements in Simatic manager project. Additional control and visualization applications are run on PC. The computer is connected by Ethernet network to Siemens PLC and other PLCs which are installed in the laboratory. Communication between LabVIEW application and Siemens PLC is done by using NI OPC Server. The server also allows for exchanging data between other controllers.

4. LabVIEW for monitoring and control application

The computer which is used to control, visualize and exchange data runs relevant application for laboratory setup. To build this application it is necessary to prepare LabVIEW project. In the proper way is prepared for laboratory system by using OPC server. The mentioned above few steps are done, Section 2. The DSC Module, as a part of LabVIEW, is used. It extends graphical programming benefits to the development of Supervisory Control and Data Acquisition (SCADA). In this way communication to conventional PLCs, log data to databases, manage alarms and events, and human machine interfaces creation (HMIs) are obtained. The Explorer, Block and Panel diagram are presented on the Fig.6 for the one client project. The extension of this project uses the scheme presented on Fig.7.

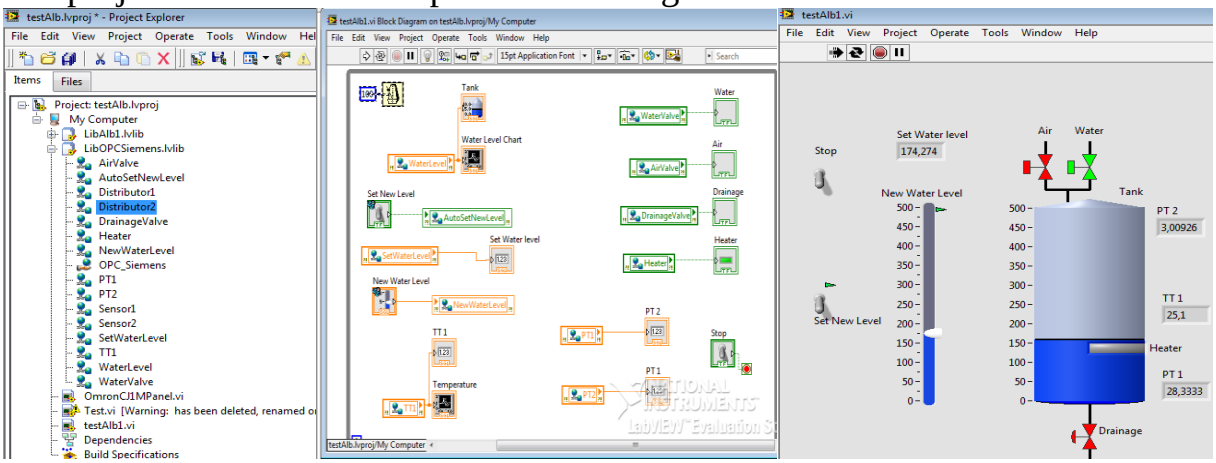


Fig.6. Explorer, Panel and Block diagram of the developed project.

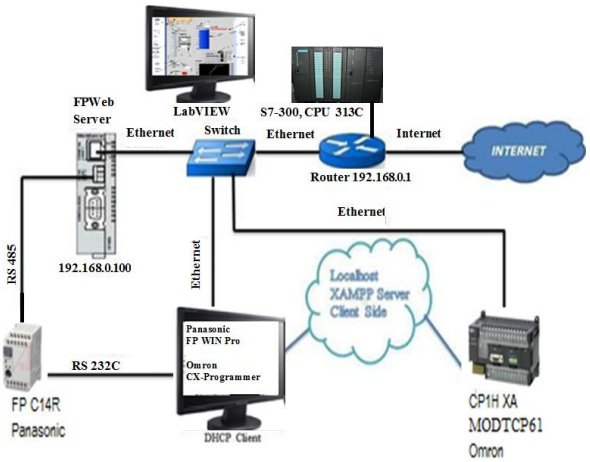


Fig.7. The scheme with additional controllers (OPC clients) in laboratory network.

5. Results

Several experiments are performed using data exchange in the frame of the developed project. The information transferred between networked devices are observed in the NI server and client's environment. It was tested the LabVIEW project for monitoring and control of the I/O elements. After client-server development projects for each node in the networked system, Section 2, Block and Panel diagrams are made for each added PLCs, Fig.8- Fig.11. On the figure bellow the verification data exchanging related to the each used variables are presented. The OPC quick client windows are used to demonstrate the "good" quality of each system signals. Hence can assume the verification and performances of the control system are satisfied.

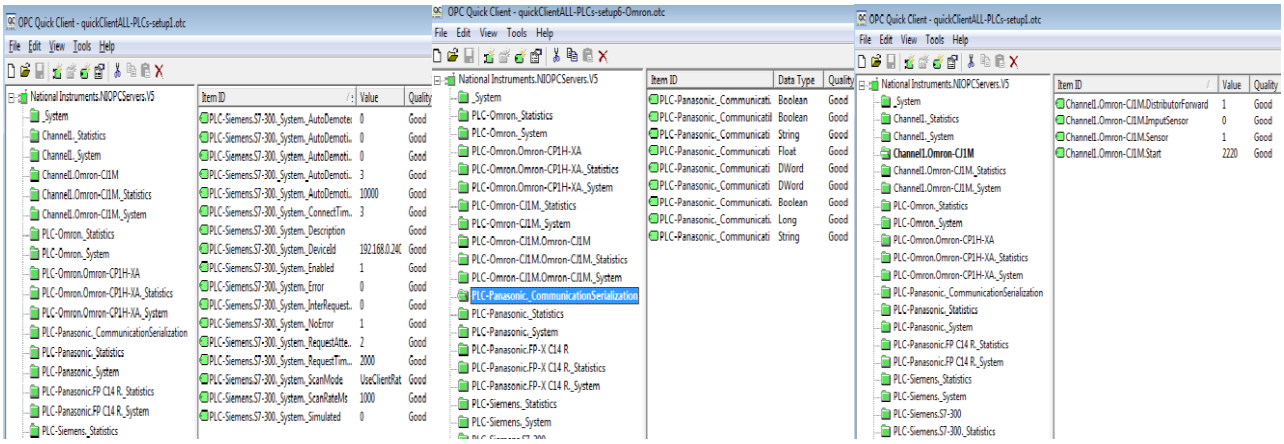


Fig.8. The scheme with additional controllers (OPC clients) in laboratory network.

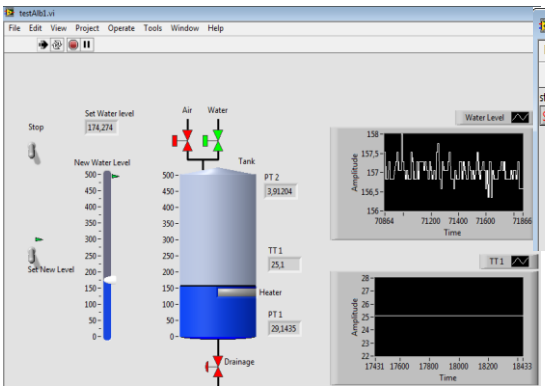


Fig.9. The main screen for control system (LabVIEW system model).

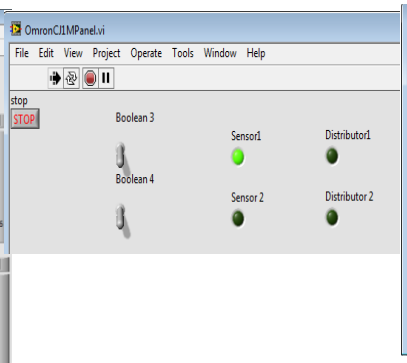


Fig.10. The main screen for Pneumation system (LabVIEW model) connected to Omron CJ1M PLC.

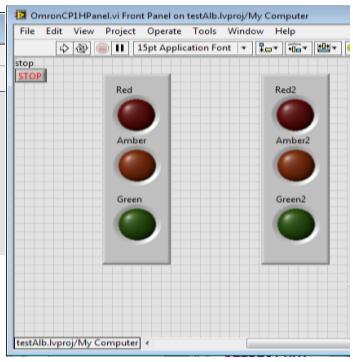


Fig.11. The screen for Traffic ligths connected to the CP1H PLC (LabVIEW system model).

On the Fig.8-Fig.10 the main screens for monitoring and control with LabVIEW are presented. First project includes water tank with level and temperature parameters. It is used grafical and scope visualizations. The trancient responses present values of the pressure and temperature transmmitters. The scalled level is shown by digits and bar graph. Other project is devoted to a pneumatic system, Fig.9. It shows the sensors of the one cylinder controlled by two distributors. A very simple project is presented for

the traffic lights control system, Fig.10. For all projecst are used buttons for stop and for start the systems.

6. Conclusions

VI represent a fundamental shift from traditional hardware-centered instrumentation systems to software-centered systems that exploit the computing power, productivity, display, and connectivity capabilities of popular desktop computers and workstations. The laboratory NCS with client-server connection was developed and demonstrated. The solution presented in this paper allows accessing different PLCs in a SCADA project in LabVIEW environment. In this application NI server is used. The real time verifications ware conduct. The obtained results show good performance of the project and applicability for other cases. The base of client-server communication and case study in laboratory education on Control Systems Department could be viewed as advantage in the work. Some assets of using VI are related to the: saving SCADA software company; saving wiring using exist laboratory Intranet; value inputting and changing in the PLC (set value, outputs, internal relays) via LabVIEW project. Thus projects can be developed and added more controllers having separate control tasks in NCS. It is possible to develop and enhance effective factory monitoring and control SCADA system. There is no standard solution for communication between any sever and any PLC. This can be viewed as a disadvantage. The developed hybrid LabVIEW can be improved and used in industrial environment. Furthermore NCS is very fruitful and promising research area. Future work can be focused on archiving, network and data security for the developed networked laboratory system.

ACKNOWLEGEMENTS

The authors would like to acknowledge Ministry of Education and Science of Bulgaria, Research Fund Project No: DFNI-I02/6/2014.

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] Джиев Ст., *Индустриални мрежи за комуникация и управление,* София, 2003

[4] 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.

[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] Liu, G.P., *Analysis and Design of Networked Predictive Control Systems*

[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] LabVIEW User Manual, Part Number 320999E-01

[10] *https://lumen.ni.com/nicif/us/evalopc/content.xhtml*

[11] Ahmed S., M. Petrov, A. Ichtev. Model Predictive Control of a Laboratory Model – Coupled Water Tanks, Proceedings of INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS AND INFORMATICS '09, October 1-4, 2009, Sofia, Bulgaria. pp. VI-33 - VI-35, ISSN 1313-1850

[12] Ahmed S., M. Petrov, A. Ichtev. Fuzzy Model-Based Predictive Control Applied to Multivariable Level Control of Multi Tank System, Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Intelligent Systems (IS 2010), July 7-9, 2010, London, UK. pp. 456 – 461, ISBN 978-1-4244-5164-7

[13] Enev, St. *Model predictive control of a laboratory heat-exchange process experiment*. Proceedings of Technical University of Sofia, Vol. 62, Issue 3, 2012, p. 209-218

[14] Николов Н, Скопчанов М, Георгиев М, PLC Базирана система за отбалечено управление и визуализация на нивото в резервоар, Трети международен научен конгрес, книга 1, стр.65-68, Варна, 2012 г.

[15] Йорданова С, Георгиев М., Меразчиев Д, Янков В, Интелигентни системи за управление. Ръководство за лабораторни упражнения, ТУ-София, 2014 г.

[16] Knapp E*Industrial Network Security - Securing Critical Infrastructure Networks for Smart Grid*, SCADA, and Other Industrial Control Systems, Syngress Media, U.S. ISBN 978-1-59749-645-2 Elsevier Inc., 2011

Authors: Albena Taneva, assoc. prof., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv**,** E-mail address: *altaneva@tu-plovdiv.bg* **;** Robert Kazala assic. prof., Department of Industrial Electrical Engineering and Automatics, Kielce University of Technology, Kielce, Poland**,** E-mail address: *rkazala@tu-kielce.pl* **;** Ivan Ganchev, assoc. prof., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, E-mail address: *ganchev@tu-plovdiv.bg* **;** Michail Petrov prof., Control Systems Department, Technical University Sofia, Branch Plovdiv, E-mail address: *mpetrov@tu-plovdiv.bg* .

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Alexandar Ichtev

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МЕТОДИ ЗА КЛЪСТЕРЕН АНАЛИЗ

Павел Николов

Резюме: *В работата е извършен анализ и обобщение на методи за клъстерен анализ. Разгледани и анализирани са методи за йерархично и разделящо клъстериране на данни. В графичен вид са показани резултатите от прилагането на различните алгоритми и методи.*

Ключови думи: *методи за клъстерен анализ, йерархичнен, разделящ, к-средни, най-близки съседи, големи данни, обучение без учител, машинно самообучение*

METHODS FOR CLUSTER ANALYSIS

Pavel Nikolov

Abstract: *Some of the methods for cluster analysis are examined in this paper. Particular attention is paid to hierarchical and partitioning methods for data clustering. The results from the study of the different methods and algorithms are shown in graphic form.*
Keywords: *methods for cluster analysis, hierarchical, partitioning, k-means, closest neighbors, quantity variables, big data, unsupervised learning, machine learning*

1. Въведение

Целта на клъстерния анализ е откриването на струпвания (клъстери/групи) от обекти, разположени в пространството на наблюдаваните променливи. За постигането на тази цел са разработени множество методи и алгоритми за групиране на подобни обекти. По същество с този анализ се решава задачата за класификация, при това подходът е „без учител“, тъй като не се изисква наличието на зависима величина, а класификацията се извършва на база вътрешно сходство между обектите. То се дефинира по различен начин и зависи от наличните (независими) величини, наричани още свойства на обектите, независими характеристики и др. Сходството се определя от добре дефинирани мерки за близост или разстояние. С клъстерния анализ се откриват клъстери, към които се асоцират обектите на изследването без да се обяснява защо. Подходите за клъстерен анализ се делят на: йерархична клъстеризация, разделяща и базирана на плътността на разпределението. В тази статия са сравнени представители на алгоритми от две от групите – йерарчина и разделяща. В следващата част е дадена повече информация за типовете данни, които са от изключително значение, тъй като дефинирането на мярка за сходство между данните се базира на техния тип.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. Данни и мерки за близост

Данните са стойности на величини/променливи. Най-общо променливите може да се разделят на два вида [3]: категорийни и количествени. Стойностите на дадена категорийна променлива са краен брой. Например човешката кръвна група може да бъде A, B, AB или 0. За опростяване и улесняване на операциите всяка категория често се индексира с цяло число. В този случай близки стойности не винаги означават сходни, според съответната характеристика, обекти. Този тип би могъл да се раздели на ординални и номинални. Ординалните имат естествена подредба, а номиналните нямат.

Количествените променливи могат да се разделят на непрекъснати и дискретни. Непрекъснатите приемат безброй стойности в даден интервал. Една с друга две непрекъснати стойности образуват съотношение, което е реално число и би могло да се използва при образуване на индекси или при подбора на матрицата на данните. Дискретните променливи заемат една от точно определени стойности – например резултатът от хвърляне на зар (целочислена стойност от 1 до 6).

Клъстерният анализ често се прилага като една предварителна стъпка в процеса на извличане на информация от данни [1]. При работа с големи масиви е полезно да се формират клъстери от сходни обекти. След това подходяща стъпка е да се намали броят на обектите от всеки клъстер. Така при първоначалното редуциране на данните се гарантира, че няма да отпаднат специфични групи от обекти и извадката с намалена размерност е все още представителна. Друг вариант за използване на резултата от клъстеризацията е всеки сегмент от данните да се изследва поотделно. Преди да започне клъстерния анализ трябва:

- Да се дефинира мярка за близост/разстояние между обектите;
- Да се кодират/рекодират категорийните променливи;
- Стандартизират или нормализират количествените променливи;
- Да се определи (приблизителния) броят на клъстери.

Тези стъпки не са предмет на разглеждане в настоящата статия и се приема, че са изпълнени. Други важни стъпки, които трябва да се направят са създаване матрица на данните/обектите и матрица на сходство/разстояние.

Матрицата на данните представлява правоъгълна матрица. Редовете са обекти, а стълбовете са характеристики, представени чрез съответния тип променливи. Размерът на матрицата на данните, означена по-долу с A, е NxM, където N е броят на обектите, а M – броят на характеристиките.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & \dots & a_{NM} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матрицата на сходство/разстояние е квадратна матрица с размери NxN. Индексът на всеки ред и и стълб отразява номера на обект от матрицата на данните. Всеки елемент представлява сходството/разстоянието между обектите, чийто номера образуват индексите му:

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{N1} & \dots & d_{NN} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Тъй като матрицата е симетрична, а главния диагонал е съставен само от 0-ви елементи, то за оптимизиране на паметта всички елементи, намиращи се под главния диагонал се приравняват на 0 и реално не се съхраняват. Още при формирането на матрицата изчисленията, свързани с тези елементи се пропускат, а се изчисляват само елементите, намиращи се над главния диагонал. Например разстоянието между *i*-ия и *j*-ия обект ще бъде:

$$d_{ij}, \text{ако } i < j \quad (3)$$

$$d_{ji}, \text{ако } i > j \quad (4)$$

Мерките за близост/разстояние се разделят на две групи според типа на променливите. Първата изчислява сходство между обекти, представени с количествени променливи. Някои представители на тази група са [7, 8]:

- абсолютно разстояние

$$d(p,q) = \sum_{i=1}^{M} |p_i - q_i|, \quad (5)$$

- Евклидово разстояние

$$d(p,q) = \sqrt{\sum_{i=1}^{M} (q_i - p_i)^2}, \quad (6)$$

- разстояние на Минковски

$$d(p,q) = \sum_{i=1}^{M} (|p_i - q_i|)^{h^{1/h}}, \quad (7)$$

където $p = (p_1, p_2, \dots, p_M)$ и $q = (q_1, q_2, \dots, q_M)$ са две точки в Евклидовото M-мерно пространство.

Разстоянието между два обекта, които са описани с номинални характеристики, може да се оцени чрез прост коефициент на съвпадение:

$$d(p,q) = \frac{M-m}{M}, \tag{8}$$

където M е общият брой на характеристиките, а m е броят на съвпаденията – т.е броят атрибути, които приемат една и съща стойност за двата обекта.

Друга мярка за оценяване на разстояние между номинални характеристики е:

$$d(p,q) = \sum_{j=1}^{F} \delta(p_j, q_j), \tag{9}$$

където:

$$\delta(p_j, q_j) = \begin{cases} 0 & (p_j = q_j) \\ 1 & (p_j \neq q_j) \end{cases} \tag{10}$$

3. Методи за клъстеризация

Методи за йерархична клъстеризация. Методите, спадащи към този подход, може да се може да се разделят на две групи: агломеративни (събирателни) и разделящи.

При агломеративните в началото всеки обект представлява отделен клъстер [10]. Клъстерите се групират на всяка итерация и по този начин образуват дърво (дендограма) [4].

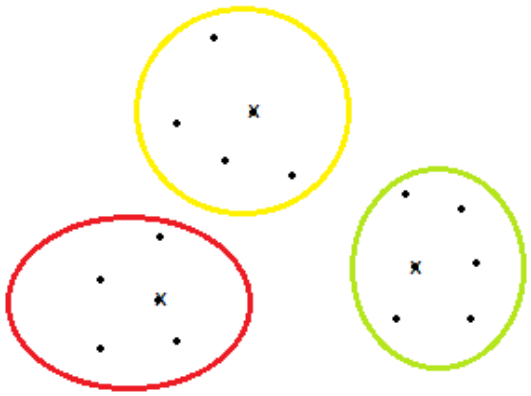
Алгоритъмът продължава докато не стигне до корена т.е. всички обекти да са групирани в един клъстер (движението е от долу на горе). Разделящият алгоритъм работи по точно обратния начин (от горе на долу): започва от корена т.е. всички обекти са в един клъстер и рекурсивно разделя всеки възел докато всеки обект не бъде в свой собствен клъстер. Основното предимство на йерархичната клъстеризация е вградената гъвкавост, отнасяща се до нивото на детайлност.

От друга страна тези алгоритми изискват много време за изчисления и памет поради нуждата от итерация на всяко ниво в йерархията. Представителни методи за агломератина йерархична клъстеризация са: методът на най-близки съседи, най-далечни съседи, метод на средното разстояние, метод на Уард и метод на центроида.

Един от най-използваните методи за разделяща йерархична клъстеризация е DIANA. На фиг.1 може да се види пример за вложени клъстери, получени чрез йерархична клъстеризация:

Фиг.1. Йерархична клъстеризация

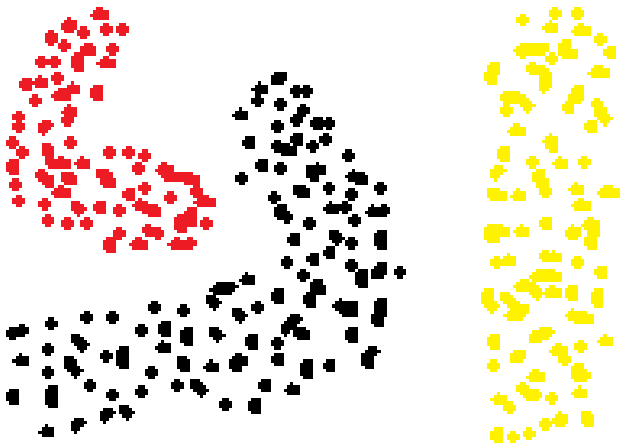
Методи за разделяща клъстеризация. При този вид методи всеки клъстер се характеризира с центроид (средна точка) и всеки обект се асоцира към клъстера с най-близък центроид. Центроидите не е задължително да са измежду обектите. Броят на клъстерите *K* трябва да бъде зададен предварително [5]. Тук данните се разделят на едно ниво (без вложени клъстери) и на всяка итерация се формират всички *K* на брой клъстери. Представителни методи са: K-средни, K-моди, K-медиани, K-медоиди, K-прототипи, CLARA и CLARANS. На фигура 2 може да се види примерно разпределение, получено чрез разделяща клъстеризация.



Фиг.2. Разделяща клъстеризация

Методи за клъстеризация, базирани на плътността на разпределение на данните. Третият вид методи се базира на плътността на разпределение на данните. В този случай, клъстерите се обособяват около зоните с висока плътност. Зоните с ниска плътност се наричат разделящи зони. Те представляват границите между клъстерите. Два обекта биха могли да са на малко разстояние един от друг, но да попаднат в различни клъстери. Тези методи са подходящи за клъстеризация на не-елипсовидно разположени данни. Също така са устойчиви на шум и аномалии в данните. Представителни алгоритми са: DBSCAN, OPTICS

и DENCLUE. На фиг.3 може да се види примерно разпределение, получено чрез клъстеризация, базирана на плътностното разпределение на данните:



Фиг.3. Клъстеризация, базирана на плътността на разпределение на данните

4. Експериментални изследвания

В настоящата статия са разгледани методите К-средни и най-близки съседи, съответно за разделяща и агломеративна йерархична клъстеризация. За целта методите са реализирани в средата на MATLAB. Данните, които са използвани са генерирани за целите на изследването и не отразяват конкретни реални обекти. Типовете характеристики са непрекъснати, тъй като и двата метода работят с количествени данни и Евклидово разстояние между обектите.

К-средни алгоритъм за разделяща клъстеризация. При К-средни грешката е дефинирана като квадрат на несъответсвието между обекта и центроида [9]:

$$e(X, C) = \sum_{j=1}^{k} \sum_{i=1}^{N} \left(x_i^{(j)} - c_j \right)^2. \quad (11)$$

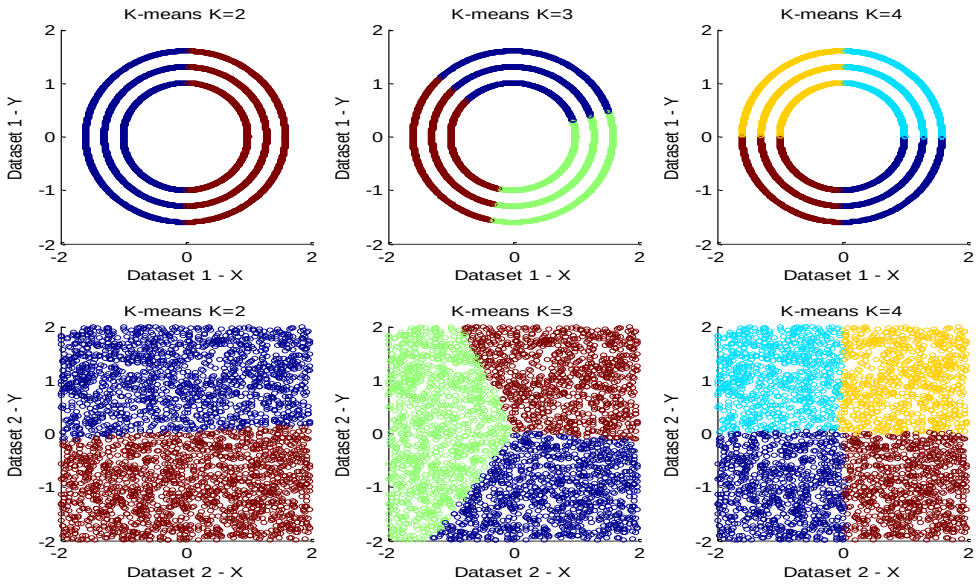
Центроидите се намират чрез средно аритметично на обектите в съответния клъстер:

$$c_j = \frac{1}{N_j} \sum_{i=1}^{N_j} x_i^{(j)}. \quad (12)$$

Целта е да се изберат центроидите така, че общата грешка да е минимална. Алгоритъмът започва с произволен избор на начални центроиди и продължава, до-

като не се постигне предварително определен критерий за качество или не се достигне максимален брой итерации.

Изследването е направено върху два набора от данни при различен брой зададени клъстери *K* (*K = 2, K = 3 и K = 4)*. На фиг.4 са представени резултатите от изследването на алгоритъма на метода К-средни в средата на MATLAB. На първия ред са показани резултатите след прилагане на алгоритъма върху първия набор от данни, а на втория ред – резултатите при втория набор от данни.



Фиг.4. *К*-средни алгоритъм за разделяща клъстеризация

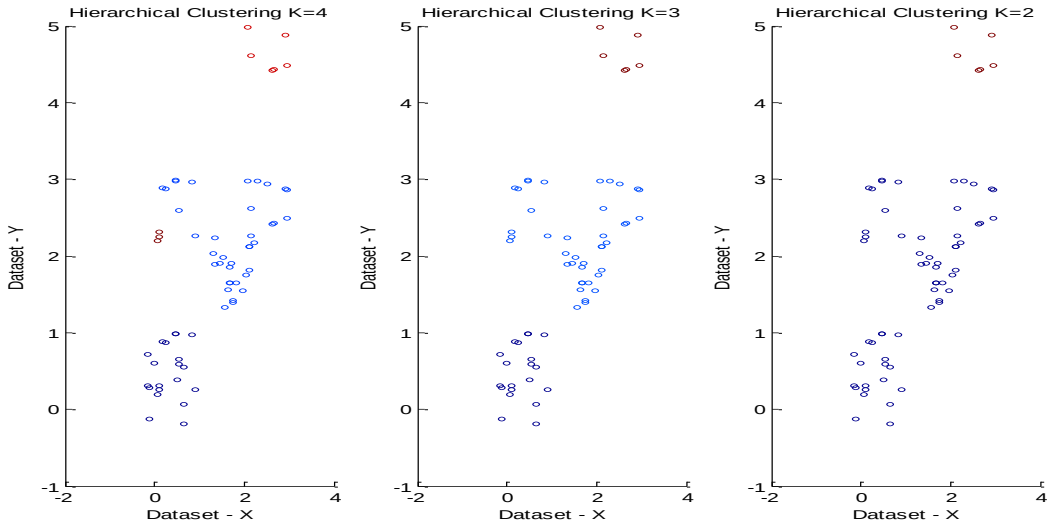
От фиг.4 се вижда, че при наличие на области с различна плътност (концентричните окръжности), методът не групира обектите според принадлежността им към областта с най-висока плътност, в околност на обекта. Резултатът и при двете изследвания е клъстери с приблизително равен брой обекти. Причината е, че в първият набор от данни обектите са разположени симетрично спрямо центъра на координатната система, а във втория случай обектите са равномерно разпределени. Когато целта е изолиране на области с висока плътност на обектите, подходящи са методите, базирани на плътността, а когато водещ аспект в изследването е разстоянието между обектите – подходящи са методите за разделяща клъстеризация. Като основен недостатък на последните методи е нуждата от предварителна информация за броя на клъстерите.

Агломеративен йерархичен алгоритъм на най-близките съседи. Основната цел на агломеративния йерархичен алгоритъм на най-близките съседи е да обедини обектите в набор от клъстери, базирайки се на предварително определена мярка за разстояние между данните. На всяка итерация се обединяват двата най-близки клъстера [2]. В изследването, за мярка за разстояние, е избрано Евклидово разстояние (6). Разстоянието между клъстерите C_i и C_j се дефинира като

разстоянието между двете най-близки точки [6], принадлежащи съответно към i-тия и j -тия клъстер:

$$Dist(C_i, C_j) = \min dist(X, Y), \quad X \in C_i; Y \in C_j. \tag{13}$$

Изследването е направено върху един набор от данни. Графично на фиг.5 са показани резултатите при различни нива от дендограмата: 4 клъстера, 3 клъстера и 2 клъстера.



Фиг.5. Алгоритъм на най-близките съседи за йерархична клъстеризация

За разлика от методите за разделяща клъстеризация, където броят на клъстерите е предварително дефиниран, при йерархичните методи, този брой може да се определи след изпълнението на съответния алгоритъм. За целта е необходимо да се съхранява последователността на формиране на клъстерите. Както е показано на фиг.5, броят на клъстерите може да се избере след прилагане на метода. С помощта на подходящи критерии този избор може да се извърши без човешка намеса.

5. Заключение

Основен въпрос пред изследователите от много области е как да организират получените експериментални данни в смислени групи. Клъстерният анализ е един от основните инструменти за решаване на този проблем.

В настоящата статия са:

- показани основните типове характеристики на обектите при клъстерен анализ на данни;

- описани са матрица на данните и матрица на разстоянията, необходими при повечето методи за групиране на данни;
- разгледани са някои мерки за сходство при количествени и номинални характеристики;
- представени основните типове методи за клъстеризация;
- изследвани два от най-разпространените методи за клъстерен анализ на количествени данни – К-средни и методът на най-близките съседи;
- разработени скриптове в средата на MATLAB и са проведени експерименти;
- показани графично резултатите от експериментите;
- направени са изводи относно някои важни особености на методите.

Както може да се види от фигурите, резултатите от клъстеризацията силно зависят от избрания брой клъстери, както и от данните. К-средни методът не е подходящ при намирането на сложни (комплексни) клъстери, какъвто е случаят с първия набор от данни. Изборът на броя на клъстерите е един от най-важните проблеми и е предмет на последващи изследвания.

Литература

[1] Агре, Г., Лекции по извличане на закономерности от данни. СУ „Св. Климент Охридски“, ФМИ, 2011

[2] Вындев, В., Лекции по приложна статистика 2. СУ „Св. Климент Охридски“, ФМИ, 2003

[3] Ефремов, А., Идентификация на многомерни системи, ISBN 978-954-9489-42-2, 2014

[4] Berry, M. W., M. Browne. Lecture notes in data mining.World Scientific Publishing, ISBN: 981-256-802-6, 2006

[5] Myatt, G., Making Sense of data, John Wiley & Sons Inc., ISBN 978-0-470-07471-8, 2007

[6] Dong, G., Pei, J. Sequence Data Mining. Springer, ISBN 978-0-387-69937-0, 2007

[7] Hand, D., H. Mannila, P. Smyth. Principles of Data Mining. MIT Press, ISBN: 9780262082907, 2001

[8] *http://www.sequentix.de/gelquest/help/distance_measures.htm*

[9] Tan, P., M. Steinbach, V. Kumar. Introduction to Data Mining. Chapter 8 – Data Mining Cluster Analysis: Basic Concepts and Algorithms. Boston: Pearson Addison Wesley, ISBN-10: 0321321367 ISBN-13: 9780321321367. 2005
URL: http://www-users.cs.umn.edu/~kumar/dmbook/dmslides/chap8_basic_cluster_analysis.pdf

[10] Wu, W., H. Xiong, S. Shekhar, Clustering and Information Retrieval, Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, 2004

Автор: Павел Николов, маг. инж. докторант, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *pavelnnikolov@gmail.com*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р А. Ефремов

МОТИВАЦИЯ, ИНТУИТИВНИ РЕШЕНИЯ И НАГЛАСИ ЗА РИСК НА ТРЕЙДЪРА В БОРСОВАТА ТЪРГОВИЯ С ЕНЕРГИЯ

Соня Николова, Чавдар Дойчинов

Резюме: *Сегашната икономическа дейност се характеризира със силите на глобализацията, технологиите, дерегулацията и демокрацията, които заедно създават изключително сложна операционна среда за компаниите и политиките на поведение. Енергийните пазари са изправени пред значителни промени в световен мащаб, което изисква пазарните участници да разгледат и напълно да разбират влиянието на променящите се условия. Резултатите и ефективността на борсовата търговия с енергия са в пряка зависимост от мотивацията на търговеца и от това до колко е успял да адаптира своите лични качества към нея.*

Ключови думи: *търговия с енергия, търговец, риск, вземане на решения, мотивация*

MOTIVATION, INTUITION AND MINDSETS REGARDING RISK MANAGEMENT IN POWER ENERGY TRADING

Sonya Nikolova, Chavdar Doychinov

Abstract: *Current economic activity is characterized by the forces of globalization, technology, deregulation and democratization, all of them collectively creating an extremely complex operational environment for companies and policy-makers. Power markets are influenced by major global changes which require market participants to closely examine and understand the influence of the changing medium. The results and the efficiency of the electricity market closely correlate to the motivation of the trader and the level to which he manages to adapt his skills to the market.*

Keywords: *energy trading, trader, risk, decision-making, motivation*

1. Въведение

Енергийните пазари са изправени пред значителни промени в световен мащаб. Дерегулацията на електроенергийния сектор, увеличаване на предлагането на производството на възобновяема енергия, както и регулаторна намеса, насочени към теми като изменението на климата, сигурността на енергийните доставки и достъпни цени на енергията водят до постоянно променящи се гранични условия. Това изисква пазарните участници да разгледат и напълно да разбират вли-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

янието на някои рамкови условия и да изградят електроенергиен пазарен модел, които включва променящите се условия.

Резултатите и ефективността от търговията на борсовия пазар са в пряка зависимост от това до колко добре търговеца (трейдъра) е успял да адаптира своите лични качества към нея. Ако системата му за търгуване и търговския му план отчитат психологическите му характеристики, то той/тя ще работата на пазара по-добре. Т.е. търговецът трябва да разбира и да е наясно с реакциите си спрямо размера на риска, непредвидените резки движения на цените, външни източници на информация (мнението на други търговци и/или прогнози на анализаторите) преди и след отваряне на сделката. Трябва да е наясно точно колко е способен да чака и какво е нивото му на търпение, до колко е уверен в себе си, както и кога и колко често може да се подава на паника. Всичко, което трейдъра знае за себе си трябва да се вземе в предвид при изготвяне на системата и плана му за търговия на пазара, защото ако иска да прави пари от търговия трябва да се чувствате комфортно в тази област.

Парите са основната причина за търговия, но не са единствената мотивация. Много търговци имат потребност за действие, нужда сами да разберат пазара, потребността да почувстват, че са преборили пазара. Търговците също така търгуват за да се почувстват удовлетворени и за да се утвърдят.

Тази статия има за цел да установи психологическия профил на трейдъра, който основен спекулативен инструмент и участник на борсовата търговия с енергия.

2. Психология и мотивация на търговеца

Психологичните изследвания помагат за по-доброто разбиране на ролята на интуицията при вземането на решения от търговеца. Хората взимат решения в позната ситуация, като се ръководят от несъзнавани процеси и по този начин търговеца взима решение преди да е наясно каква стратегия ще използва. Търговската интуиция се дължи на способността на трейдъра да запомня и правилно, да оценява и анализира разнообразни пазарни ситуации и така опита се превръща в интуитивна способност да се взимат решения. По този начин трейдъра може веднага да види важни аспекти на поведението на пазар, т.к. вече е преживял това или нещо подобно, защото анализа често се свежда до това дали търговеца е наблюдавал подобна ситуация или не. Т.е познавайки пазарните модели и анализирайки дадена ситуация търговеца определя стратегията си за търгуване.

Наличните свободни пазарни средства имат две основни цели – да се получи максимална печалба при спазване на съответната надеждност. Има три основни метода за анализ на финансовите и стокови пазари [7]: фундаментален анализ, технически анализ и интуитивен подход към анализа.

Фундаменталния анализ изучава движението на цените на макроикономическо равнище. В основата му лежат познанията за макроикономическия живот на обществото и неговото въздействие върху динамиката на цените на определени стоки. Той може да улесни идентифицирането на основната тенденция на па-

зара, въпреки това често не е достатъчен за определяне на конкретен момент на сделката и за това в тези случай се прилага техническия анализ.

Техническия анализ се основава на хипотезата, че пазарните цени са отражение на желанията и действията на всички участници на пазара. В резултат и цената и обема отразяват дадена сделка направена от множество търговци (трейдъри).

Интуитивния подход към анализа е признат от малко търговци.

Ако основната макроикономическа задача на техническия анализ е изглаждане на спекулативните влияния върху цената, то основната задача при фундаменталния анализ - да се формират и предвидят новите тенденции в движението на цените.

Напълно естествено е всеки индивид да изпитва желание интуитивно да разбере механизмите за взимане на решение – как това става на практика и какви мисловни механизми участват в него. За жалост съвременната наука не може да предостави лесни отговори на тези въпроси. Ние не рядко се съмняваме в правилността на действията си дори в областта на нашата професионална компетенция, при това разполагайки с всичката необходима информация. Противоречиви изисквания понякога ни поставят в трудни положения, които могат да ангажират твърде много от нашата психична енергия и въпреки това да ни оставят неуверени в стойността на взетите от нас решения, а може би на възприетите ориентири и критерии [3].

Съвременното виждане на икономическата психология е, че съществува пряка връзка между материалното положение и субективното благополучие само докато хората са бедни. След задоволяване на основните потребности доходите изменят своята психологическа функция и се превръщат в средство за участие в социални контакти и моделиране на собствена идентичност на човека в тези контакти [4].

През 1944 г. Фон Нойман и Моргенщерн тръгват от общоприето тогава (в известен смисъл и сега) виждане за мотивация на пазарните агенти, съгласно което потребителя търси да получи максимум полезност или удовлетворение, а предприемачът - максимална печалба. При това положение и двамата учени предлагат следната дефиниция: „ … целта на всички участници в икономическата система - потребители и предприемачи – е печеленето на пари или, което е еквивалентно, на някакъв единен паричен артикул. Той трябва да е неограничено делим и заменим, свободно прехвърляем и тъждествен, дори в количествен смисъл, на всякакво „удовлетворение” или „полезност”, желани от всеки участник.”. Допускат, че хората могат да изразяват предпочитания не само към едни или други стоки или услуги, но и да изберат измежду несигурни алтернативи. Важно твърдение в тази теория е че избиращия измежду вероятностните алтернативи с печалби и загуби си представя реализацията им в един и същ момент от времето и той е в близко бъдеще. Проблема тук е, че човек преценява по различен начин полезността на миналите си решения в сравнение с насочените в бъдещето. Налице са две различни измерения. Първото свързано с преживян опити и съпътствалите го удоволствия, нещастия и емоции, породени от избраната алтернатива в миналото. Можем да наречем това изпитана, преживяна или

усетена полезност [3]. Второто се отнася до полезността, която човек очаква да получи като следствие от решение, взимано в момента – бъдеща полезност. Разгледаната теория смята двата типа за едно и също нещо.

В следствие на техния труд и започналото търсене на емпирични методи, които да свържат изказаните от човека предпочитания към една или друга алтернатива, се поставя в нова светлина въпроса: [3] защо човека е склонен да плаща за избягване на рискове и същевременно да търси риска (като плаща за участие в лотарии, залагания на спортни състезания и инвестиране на борси)?

Една важна статия на Фридман и Севидж от 1948 г. е направила първоначален опит да обобщи тези въпроси и да потърси отговор на някои от тях. Развивайки идеите на теорията на очакваната полезност те предлагат концептуален метод за разкриване на предпочитанията на агента, водещ до построяване на неговата функция на полезност.

Познавайки техния труд Фредерик Мослър и Филип Ноджи провеждат експеримент за проверката му през 1951 г. Участниците са били поставени в условия, при които от решенията, т.е. от икономическото им поведение е зависел размерът на получения хонорар, за разлика от съществуващите до тогава психологически експерименти, в които хонорарите са били еднакви за всички. И до днес икономистите трудно приемат валидността на експерименти, в които участниците не получават диференцирано заплащане според постиженията си. [3] Резултат от това изследване е потвърдил на скоро установения от други учени факт, че преценявайки рисковите алтернативи, човек „изкривява" зададените математически вероятности и вместо тях в решенията си използва субективни, „психологически" вероятности.

Съществува и друг подход, в чиято основа лежи факта, че човек не винаги може да анализира внимателно всички наличните възможности, поради което понякога прави не най-добрия избор. Това обаче се случва по невнимание и може да се коригира. За целта е необходимо той да анализира по-съсредоточено обстоятелствата, евентуално подпомогнат от експерт по вземане на решения или (в по-ново време) от компютърно консултираща или експертна система [3]. Когато открие противоречие в собствените си отговори, човек трябва внимателно да ги огледа и да промени част от тях, така че да се постигне един вид пълна вътрешна съгласуваност. Да се прави това е смислено само в малък брой случай – когато са налице важни, трудни за разбиране и описване проблеми.

При формулиране на теорията на перспективите Канеман и Тверски се натъкват на интересни явления някои от които са: ефект на сигурността; огледален ефект; надценяване на малката вероятност; подценяване на значителната вероятност; стремеж към опростяване на информацията; склонност към стесняване на рамката на решенията; стремеж за цялостно елиминиране на даден риск; склонност да се поддаваме на положителни отрицателни формулировки; ефект на псевдосигурност; отчитане на печалбите и загубите спрямо отправна точка.

Според двамата учени системата за формиране на интуитивни оценки заема междинно положение между сетивната система, осъществяваща възприятието, от една страна и логическото мислене от друга [3].

Фиг.2.1. Обособени системи на мисловния процес при човека

Информацията идва от сетивата, преминава през интуицията и стига до логическото мислене, където се вземат решенията в полза на една или друга алтернатива.

Процесите в първите две системи се характеризират с бързина, паралелност, автоматизъм, асоциативност, но бавно усвояване на промените. От друга страна процесите на логическо мислене са значително по-бавни, последователни, изискващи усилие, ръководени от формализирани правила, но по-гъвкави.

3. Индивидуални нагласи към риска

Когато действаме съгласно поговорката „По добре врабче в ръката, отколкото жерав в небето ”, ние избягваме риска и плащаме цена за това[1]. Хората могат да бъдат рисково неутрални, рискофоби – предпазливи до степен да изпитват антипатия или дори фобия към риска или рискофили – хора демонстриращи рисколюбиво поведение например при игра на тото, хазартни игри, както и във всички други случаи, в които плащат повече, отколкото е математическото очакване на рисковата алтернатива. Цената, която сме готови да заплатим, за да се отървем от даден риск, или цената за придобиване на даден риск се нарича рискова премия.

Приема се, че индивидите правят избор така, сякаш приписват някаква количествена характеристика (наречена полезност) на различните блага и след това избират такава комбинация от блага, която максимизира тази полезност. Избора измежду алтернативи с различна степен на риска обаче може да бъде обяснена и чрез определени психологически и поведенчески реакции: хората в действителност не обръщат внимание на вероятностите; младите хора в по-голяма степен са привлечени от възможността за голяма печалба, отколкото са отблъснати от страха от голяма загуба; съществува увереност, че даден човек е късметлия и т.н.[1]

Милтън Фридмънт и Ленард Савидж формулират няколко основни постулата според, които индивидът има относително постоянни предпочитания, избира рискова алтернатива с максимално очаквана полезност, последната нараства с увеличаване на доходите, т.е. пределната полезност навсякъде е неотрицателна [2]. Поведението на индивидите може да бъде повлияно от факта, че голям брой рискови алтернативи обикновено имат повече от един изход [1].

Как на практика се измерва степента на избягване или търсене на риска [1]? Изменението на втората производна на функцията на полезност U би могло да даде отговор на този въпрос, но тъй като U е уникална за всеки индивид, уникална е и втората й производна и следователно не може да послужи за сравнение на степента на избягване на риска между две различни функции на полезност.

Нужно е да се дефинира мярка, позволяваща съпоставимост. Един такъв измерител на отношението към риска представлява формулата на Ероу и Прат за абсолютната мярка за избягване/търсене на риска. Формулата представя рисковата премия като произведение на два компонента. До нея се достига след разложение в ред на Тейлър на функцията на полезността при допускане на непрекъснатост и диференцируемост във всяка точка, в която тя е дефинирана. За рисковата премия δ е в сила

$$\delta \cong \frac{1}{2}\sigma^2\left[\frac{U''(w_0+\mu)}{U'(w_0+\mu)}\right] \qquad (1)$$

където дисперсията σ^2 представлява мярка за нивото на риска на дадена алтернативата, w_0 е първоначалното състояние на богатството (активи, доходи), $\mu \equiv E(\tilde{x})$ е математическото очакване на случайната величина $\tilde{x}$ (стойността на рисковата алтернатива), а $U(w)$ е функция на полезността на даден индивид.

Уравнение (1) представлява формула за приблизително изчисляване на рисковата препия и от него могат да бъдат разграничени компонентите й:

1. δ зависи от дисперсията σ^2;

2. δ зависи от израза $U''(w_0+\mu)/U'(w_0+\mu)$, уникален за всеки индивид. Тази величина е изведена под името степен на абсолютно избягване на риска или локална рискофобност и е дефинирана през 1961г. от Робър Шлайфер. Определението локална означава, че δ има смисъл за всяка конкретна стойност w_0, но не е интегрална характеристика на

Уравнение (1) разкрива защо индивидите, поставени в идентични обстоятелства, могат да имат различни рискови премии. Ако те имат еднакво богатство $w_0+\mu$ и са изправени пред една и съща рискова алтернатива σ^2, те могат да имат различни рискови премии δ, защото степента на избягване на риска $-U''(w_0+\mu)/U'(w_0+\mu)$ за тях е различна.

Около десетилетие след публикуване на формулата на Ероу-Прат са проведени първите експерименти, с които е установено, че хората не действат така еднозначно. Напротив, те са склонни както да търсят, така и да избягват риска при всякакви равнища на лично богатство, а освен това мотивите за избора им са значително по-сложни.

Рискофилно поведение показват по-младите хора с малък или никакъв инвестиционен опит. Мъжете се оказват по-рисково настроени от жените [1].

Познаването на самостоятелното или съвместно действие на различни фактори върху процеса на вземане на вземане решения, свързани с риск, представлява определен интерес за трейдърите. Конструирането и ориентирането на продукти към различни потребители в зависимост от техните конкретни финансови, социални и психични характеристики би направило процес по-ефективен, а резултатите – по-добри за трейдърите и енергийните компании, които представляват.

4. Субективни оценки при неопределеност. Човекът като Бейсов статистик

Както в науката така и в живота ние полагаме усилия за да прогнозираме неизвестното с максимална точност. За да постигнем успех и в двата случая трябва да са изпълнени три предварителни условия [3]:

1) необходимо е да сме разполагали с достатъчен брой наблюдения, така че да сме натрупали опит,

2) необходимо е интелектуално усилие, чрез което да сме натрупали съществени, евентуално причинно-следствени връзки между наблюдаваните фактори,

3) за да са от полза първите две условия е необходимо след края на нашата подготовка света да не се е променил съществено във важни за нас аспекти.

На практика обаче често не разполагаме с цялата информация, ограничени сме от времето, а и не винаги сме в състояние да посветим цялото си внимание на даден проблем. В такъв случай се справяме с помощта на евристики – прости интуитивни механизми за взимане на решение с минимални умствени усилия. Те ни позволяват да се адаптираме към заобикалящата ни среда посредством приблизителни оценки и бързи действия в условия на минимална информация.

Хората решаваме експертни и житейски задачи винаги въз основа своя опит, който по някога е твърде малък, а друг път е достатъчен. В професионалната сфера обикновено сме по-подготвени и е възможно да разполагаме с информация под формата на бази от данни. Обикновено колкото по-важен е даден проблем, толкова по-бързо решението му извървява пътя от етапа „проба-грешка” до висококачествен анализ с компютърни методи [5].

Изправени пред необходимостта да направим количествена оценка по проблем, за който сме слабо информирани, неосъзнато прибягваме до някоя от известните в психологията евристики. Една от тях е наречена „закотвяне”. Това е механизъм, при който от първоначално приближение се прави последваща корекция, за да се получи крайна стойност. Началната точка може да е подсказана от формулировката на проблема или да е случайна. Хората обикновено си дават

сметка за неточностите на своите оценки като човек е склонен да се надценява в отделни случай, но има реалистична представа за себе си при натрупване на опит с повтарящи се събития.

Как е възможно да даваме оценки с толкова различно качество [5]? отговора се крие в различните начини, по които обработваме информацията от единични случаи повтарящи се събития. Докато нямаме опит с конкретен експеримент или проблем включваме евристични механизми. Те често дават задоволителен резултат с нищожни усилия, но натрупаме ли сведения с повторяемост, се оказваме способни да оценяваме алтернативи с вероятностна природа. Сработва еволюционно изграден механизъм, които ни кара да избираме решения с по-голям шанс за задоволяване на нашите потребности.

Теоретичен пробив в тази област правят Грифитс и Тененбаум, които изясняват въпроса за точността на интуитивните оценки в условия на повтарящи се житейски ситуации [6]. Двамата провеждат експеримент, с който доказват статистическата оптималност на човешките оценки в ситуации с натрупан опит.

Изходно допускане тук е, че хората обработват нови данни от околния свят, като ги интегрират към вече оформил се в съзнанието вероятностен модел. Естествена рамка за описанието е Бейсовия подход [3]. При него за вероятността да настъпи дадено събитие в бъдеще се съди по натрупаната статистика до момента. Ако интуицията на човека работи по същия начин, той е близо до оптимален Бейсов статистик.

Грифитс и Тененбаум задават два важни въпроса: доколко хората са способни да различават вероятностните разпределения на различни величини и успяват ли хората да формират оценки, близки до оптималните според Бейсовия подход.

Отговори са търсени в експериментални казуси от различни житейски области, с различни вероятностни разпределения и експериментални планове. Изправени пред неизвестността хората идентифицират подходящ клас явления, към които да причислят дадения проблем и по този начин изграждат стратегията си за прогнозиране в непозната област.

Забележителен резултат от експеримента на тези двама учени е, че в повечето случай усреднените оценки на хората практически не се отличават от Бейсовите. Тази способност е интуитивна и не се влияе от знанията по вероятност и статистика.

В нашите аналитични модели и софтуерни системи вграждаме приблизително същите механизми, които използваме неосъзнато когато анализираме и оценяваме емпирични наблюдения. Когато пред нас стои някакъв проблем, за който нямаме нужното количество информация се изостря въпроса с намирането й извън достъпните данни на измерените зависимости.

В такъв случай прави ме допускане за вида на разпределение на случайните величини. Съвременния статистически софтуер предлага значителни възможности когато разполагаме с модел, при който задачата се свежда до оценяване на неговите параметри в конкретен случай.

Статистическия софтуер работи до някъде като жив човек – влияе се от стойността на първоначалното приближение, невинаги се отдалечава от него в достатъчна степен, изхожда от допускане за конкретен вероятностен закон, дава убедителни доказателства за достоверност, които понякога се оказват илюзорни, което до някъде противоречи на представата, че формализирания анализ на данни е по-добър и трябва винаги да се предпочита пред човешката интуиция. Това се случва, защото при наличието на малка извадка формалния анализ е затруднен точно толкова, колкото и субективният и наличието на усъвършенстван софтуерен пакет не може да компенсира липсата на повече емпирични данни.

Често едновременно с това обаче е възможно чрез комбиниране на различни методи и индикатори да се оцени и извлече максимално възможното количество информация [5].

5. Заключение

Познаването на различните мисловни механизми, чрез които човек формира оценки и взима решения посредством явления случващи се на несъзнателно равнище е предпоставка за осмислянето на сложната и динамична материя свързана с енергийните борси, а от там за повишаване на качеството на решенията.

Когато трейдъра е изправен пред необходимостта да действа в ситуации, характеризиращи се с комплекс от технологични, информационни, стопански, социални и психологически аспекти осъзнава, че е недопустимо да пренебрегне последните.

Притежаването на знания за човешката природа, имащи отношение към вземането на решения ще му спестят многобройни огорчения, предпазвайки го от наивни и повърхностни заключения както по отношение на мотивите на другите трейдъри (били те партньори и/или конкуренти) така и спрямо собствените рационални виждания и позиции.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Тотков А., Менгов Г. (2009), ***Индивидуални нагласи към инвестиционния риск***, сп. Автоматика и информатика 2 (2009), стр. 53-57

[2] Friedman M., Savage, ***The utility analysis of choices involving risk***, in Journal of Political Economy 56 (4), 1948, стр. 279-304

[3] Менгов Г., ***Вземане на решения при риск и неопределеност***, Жанет 45, 2010

[4] Ahuvia A. (2008), ***If money doesn't make us happy, why do we act as if it does?***, in Journal of Economic and Psychology 29 (4), 2008, стр. 491-507

[5] Менгов Г. (2007), ***Субективни оценки, основани на малък брой наблюдения***, сп. Автоматика и информатика (2007), стр. 36-40

[6] Griffiths, Tenenbaum (2006), ***Optimal predictions in everyday cognition***, in Journal of Psychological Science 17 (9), 2006, стр. 767-773

[7] Найман Э. (1999), ***Малая Энциклопедия Трейдера***, ВИРА-Р Альфа Капитал,1999

Автори: Соня Николова, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *snikolova@tu-sofia.bg*; Чавдар Дойчинов, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *chav81@abv.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р М. Георгиев

ПОДХОД ЗА ИЗВЛИЧАНЕ НА ЗНАНИЯ ОТ ДАННИ ЗА НУЖДИТЕ НА ЕКСПЕРТНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА БАЛАНСИРАЩА ГРУПА

Чавдар Дойчинов

Резюме: *В планирането и прогнозата на електроенергийният баланс за нуждите на балансираща група се открояват две основни групи взаимно свързани фактори. От една страна са брутното вътрешно потребление на крайни клиенти, електроенергията предвидена за продажба на други участници, прогнозираните доставки на електрическа енергия, а от другата страна атмосферните условия, интензивността на бизнес и ежедневни дейности на потребителите, борсовите пазари и спекулативните намеси на мощни финансови участници. Двата фактора определят изискванията към използваните методи за извличане на знания от данни в експертните системи за търговия с електрическа енергия.*

Ключови думи: *електроенергиен баланс, фактори, извличане на знания от данни.*

APPROACH FOR EXTRACTING KNOWLEDGE FROM DATA FOR EXPERT MANAGEMENT SYSTEM BALANCING GROUP

Chavdar Doychinov

Abstract: *In planning and prognosis of the electricity balance for the needs of balancing group can be identified two main groups of interrelated factors. On the one hand are the gross domestic consumption of end customers, down electricity for sale to other participants, the estimated supply of electricity, on the other hand the weather conditions, the intensity of business and daily activities of consumers, stock markets and speculative interventions of powerful financial actors. The two factors determine the requirements for the methods used to extract knowledge from data in expert systems for electricity trading.*
Keywords: *electricity balance, factors, extracting knowledge from data.*

1. Въведение

Процесът на дерегулация и въвеждането на конкурентни пазари създадоха уеднаквяване на правилата за функциониране на регионалните пазари на електроенергия. В резултат бяха създадени борси за електроенергия и разпределение на трансграничен капацитет за пренос на електроенергийни услуги. След като бе приета ДИРЕКТИВА 2009/72/ЕО НА ЕВРОПЕЙСКИЯ ПАРЛАМЕНТ [3], която

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

определя рамката за развитие на енергийните пазари в ЕО в българското законодателство бяха приети промени в Закона за енергетиката, които определят принципите на действие на свободния пазар на енергия в България съгласно директивите на европейския съюз. От 2007 г. вече работят и Правилата за търговия с електрическа енергия (ПТЕЕ), които регламентират механизмите на пазара на електрическа енергия.

През 2014 г. 80% от юридическите лица присъединени на високо напрежение(ВН) и средно напрежение(СрН) в България са на пазара на енергия, което направи проблема за точно предсказване и планиране на консумацията на електрическа енергия актуален. Голямата разлика в цената на заявената електроенергия и електроенергията за балансиране на свободния пазар предизвика образуването на балансиращи групи обединяващи множество от потребители и производители на електроенергия.

Повечето от изградените системи за енергиен мениджмънт включват средства за наблюдение, визуализация и архивиране на данните, като някои от тях имат и възможността за извеждане на статистически данни като: максимални, минимални и средни стойности на товарите. Създаване на линеен или експоненциален тренд на данните в много от случаите е достатъчно за хора с опит да създават прогнозни товарови графици, но икономическите условия не позволяват изграждане на такива системи във всяка една фирма или организация. От друга страна почти винаги тези прогнози се разминават с действителните. Причината за това е липсата на методика, която ясно да дефинира по какъв начин да се създава прогнозният товаров график и как да се избере измежду множеството инструменти за прогнозиране правилният за конкретната индустрия [2]

Различни методи и идеи са създадени за прогнозиране цените и потреблението на електроенергия, с различна степен на успех. Тази статия има за цел да представи използван в практиката подход за прогнозиране и планиране на количествата доставки на електрическа енергия за нуждите на стандартна балансираща група, приложен и внедрен в разработвана експертна система подпомагаща управлението на балансираща група в търговията с електрическа енергия.

2. Характеристики за набиране на необходими основни база знания

Икономически неудобна за съхранение и необходимостта от запазване стабилността на електроенергийната система изисква постоянен баланс между производство и потребление на електроенергия. В същото време, търсенето на електроенергия зависи от атмосферните условия (температура, скорост на вятъра, валежите и т.н.), интензивността на бизнес и ежедневни дейности (пик или извън пикови часове, през седмицата, срещу и през уикенди, празници и близки до празници и т.н. зони за потребление и производство на електроенергия). След финансовата криза през 2008 г. мощни финансови фондове насочват вниманието си към енергийните борси. Прогнози за цена от няколко часа до няколко месеца напред са все по привлекателни за тях. Носейки със себе си големия опит в спекулирането на борсовите пазари те водят до крайна нестабилност цените, достигайки до два порядъка по-високи от тези на всяка друга стока или финансов актив. Тези уникални и специфични характеристики обуславят динамиката в

цените, потреблението и производството на електрическа енергия, която не се наблюдава при всеки друг пазар, проявява сезонност при дневните, седмичните и годишните нива и резки, краткотрайни и обикновено неочаквани скокове на цените в зависимост от необичайни външни за пазара влияния. Разходите за доставка и след това евентуална продажба на балансиращия пазар обикновено са толкова високи, че могат да доведат до огромни финансови загуби или дори фалит.

Електроенергийният баланс в една балансираща група се определя от брутното вътрешно потребление на крайните клиенти, електроенергията предвидена за продажба на друг търговец на електрическа енергия от една страна и от предвидените брутни доставки на електрическа енергия за нуждите на балансиращата група – от друга страна.

В създаването на методология за планиране и прогноза на електроенергийния баланс на балансираща група, която да бъде приложена в експертна система за подпомагане дейностите по управление на групата е необходимо да се вземат под внимание следните основни фактори:

- основни типове потребители с еднотипно електропотребление участващи в балансиращата група;
- въздействащи фактори върху електропотреблението на клиентите в балансиращата група;
- прогнозиране на потреблението и производството на електроенергия в региона в краткосрочна и дългосрочна перспектива;
- прогнозиране на ценовите нива на регионалните енергийни борси;
- планирана продажба на електроенергия от балансиращата група към други участници на пазара;
- планови ремонти на електроенергийните мощности и преносната мрежа в България и региона.

За прогнозиране на потреблението на електрическа енергия са подробно проучени и разработени множество методи, всеки един от тях е описан подробно в литературния обзор [6].

3. Подход за извличане на знания от данни за нуждите на експертна система за управление на балансираща група

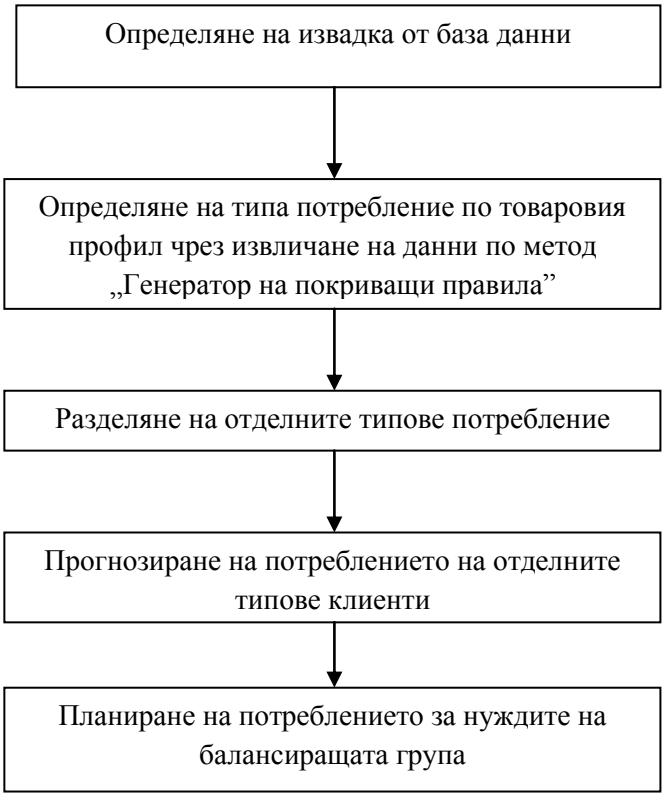
За нуждите на експертна система за управление на балансираща група е разработен и внедрен в балансираща група възможен подход за планиране и прогнозиране на необходимите количества електрическа енергия. Той се изразява в два основни алгоритъма, които определят основните характеристики в търговията с електрическа енергия – прогнозиране на потреблението и планиране на доставките. В алгоритмите се използват извличане на знания от база данни.

Изследването е осъществено върху отчетени данни за реална консумация на 5086 броя клиенти с 7432 идентификационни точки на измерване. Данните са свалени за една календарна година, за всеки отделен час от денонощието. По емпиричен път са определени шест еднородни типа на потребление. Допълнително са добавени данни свалени от основните регионални борси за електрическа енергия, онлайн платформите на електросистемите оператори, електрон-

ните платформи за търговия с електрическа енергия, обявените търгове с електрическа енергия на основните производители в региона.

4. Алгоритъм за определяне типове потребление по клиенти

На фиг.1. е показан алгоритъм за определяне типовете потребление по клиенти в балансираща група.



Фиг.1. Алгоритъм за определяне типовете потребление в балансиращата група

Стъпка 1 - При определяне извадката от базата данни с реална почасова консумация на електрическа енергия са отчетени по горе описаните основни фактори оказващи влияние върху потреблението на електрическа енергия на клиентите и е взета информация за периода от юли 2013 г. до март 2015 г.. След месец юли 2014 г. е отчетена повторяемост на зависимостите между потребление и оказващите влияние фактори поради което се счита, че извадка от една календарна година е достатъчна за определяне типовете потребление в балансиращата група.

Стъпка 2 - Чрез метод „Генератор на покриващи правила” за извличане на знания от големи обеми база данни описан подробно в [4] са определени шест типа на потребление на електроенергия в балансиращата група.

- Динамичен профил – с почасово отклонение на консумацията на електрическа енергия между 40% и 60%. Характеризират се с динамичен почасов товаров профил. Обхваща тежка промишленост и спомагателни дейности около нея. Производство и преработка на хлебни и тестени изделия, захарни изделия, тютюневи изделия, основни метали, леене на метали, пиво и малц.

- Повторяем профил - с почасово отклонение между 30% и 40%. Характеризират се със сравнително повторяемо потребление в отделни часови зони от денонощието. Обхваща лека промишленост и др., като: Производство и преработка на плодове и зеленчуци, дървен материал и изделия от дърво и корк, химични продукти, лекарствени вещества, каучук и пластмаси. Събиране, пречистване и обработка на води. Радио и телевизионна дейност, далекосъобщения. Събиране и рециклиране на отпадъци и материали.
- Търговия - с почасово отклонение между 20% и 30%. Характеризира се ясно изразена зона на увеличена консумация на електрическа енергия без да има големи флуктуации. Обхваща търговия на едро и дребно, хипермаркети, ресторанти, магазини, борси, складови помещения, пощенски и куриерски услуги и др.
- Обществени сгради - отклонение между 10% и 20%. Обхваща сгради на държавно управление, образование, търговски зони, молове и други подобни.
- Хотели – с отклонение до 10%.
- Болници – с отклонение до 5%.

Стъпка 3 - За прогнозирането на потреблението на отделните типове клиенти се използват методите описани в [2].

Стъпка 4 - планирането на необходимата енергия за нуждите на балансиращата група се извършва след сумиране на направените прогнози в предходните стъпки.

5. Алгоритъм за планиране необходимите количества електрическа енергия за балансиращата група

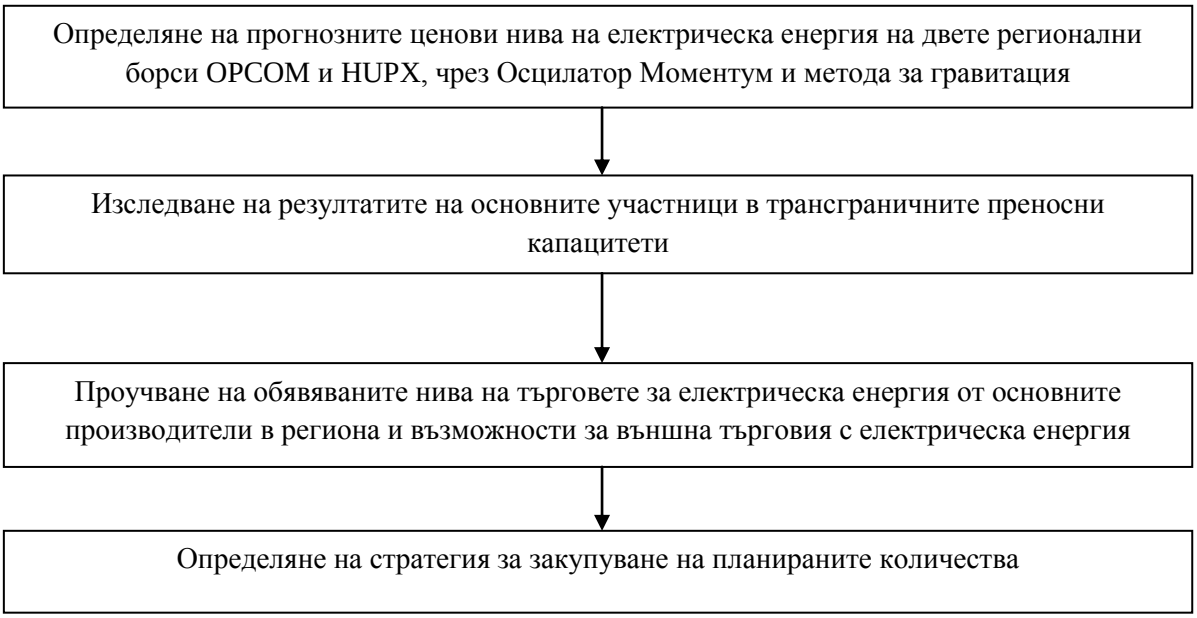
На фиг.1 е показан алгоритъм за планиране на доставките на електрическа енергия за нуждите на балансиращата група.

Стъпка 1 - Прогнозите за ценовите нива се основават на двата основни метода, с които анализаторите работят най-често - технически и фундаментален анализ.

Фундаменталният се основава на анализиране на събитията, случващи се по света. Тълкуването им определя насоките за вземане на решения.

Но негов недостатък е, че не предоставя точен алгоритъм, който да определи фундаменталното тълкуване.

Възможно е някой да смята една новина за много важна, а пазара да не го отрази по този начин.



Фиг.1. Алгоритъм за планиране на доставките на електрическа енергия

Също така да се очаква дълго една новина и когато тя стане факт да се окаже, че пазара вече я е изконсумирал. Така след официалното оповестяване пазара да навлезе във фаза обратна на очакваната. Успеха на фундаменталния анализ е изцяло заключен в качествата и интуицията на конкретен анализатор да тълкува точно събитията. Той не може да бъде обяснен с някакъв ясен алгоритъм, който може да се усвои и прилага като формула.

Техническият анализ е противоположност на фундаменталния, тъй като за да се направи анализ и изготви стратегия не трябва да се четат и следят новини и събития. Освен това позволява методите за прогнозиране да бъдат описани точно, чрез статистически средства и математически алгоритми.

За да определим даден тренд използваме като основен индикатор - моментум, който показва дали тренда се ускорява, забавя или се движи със същата скорост. Той обикновено достига максималната си стойност преди върха на цените и минимума преди дъното на спада. В скалата на този индикатор се намира неутрална линия 100. Когато получим стойност над тази линия приемаме, че трендът е възходящ, а когато се намира под тази линия се приема, че властва мечия тренд.

Неговата формула е следната:

$$M = Pc - Pc{-}n \qquad (1)$$

където :

- M – момент
- Pc – днешна цена на търгуване
- Pc–n – цената на търгуване преди n дни.

Подробно описана методологията по стъпка едно е описана в [1].

Стъпка 2 - Изследването на закупуваните трансгранични капацитети от основните участници на този пазар ни осигурява допълнителна информация за състоянието на регионалните ценови нива на електрическата енергия без да е необходимо да отделяме ресурси за подробно изучаване на процесите. Тази информация се събира от електронните платформи за търговия с електрическа енергия.

Стъпка 3 - проучване за минал период и обявените вече търгове на основните производители на електрическа енергия в региона. Правят се стъпки за евентуална външна за балансиращата група търговия с електрическа енергия.

Стъпка 4 – определяне на закупуване на планираните доставки на електрическа енергия.

6. Заключение

Извличането на знания от големи обеми данни като статистика, бази данни и др., е интердисциплинарен характер, който се заключава в интегрирането на знанията за бази данни, аналитични методи и средства, бизнес познания [5].

Един от най-съществените резултати от изследванията в областта на изкуствения интелект е разработването на подходящи методи и техники, които позволяват създаването на програмни системи за работа със знания.

Тези системи моделират начините, по които човекът формира и използва информация с различна степен на абстракция с цел вземане на решения при решаване на разнообразни типове задачи: прогнозиране, поставяне на диагноза, планиране, проектиране, оценяване и т.н.

Тези СОЗ, чиято база от знания съдържа знания, които по обема, обхвата и сложността си се доближават максимално до знанията на хората – експерти в съответната област на приложение (предметна област), се наричат експертни системи (ЕС). ЕС се използват успешно в много области с цел преодоляване на недостига на хора – експерти в тях .

Литература

1. Благоев И., Докев Н., Подход за прогнозиране на пазарни ценови движения, София, 2012
2. Георгиев М., Количествени методи в енергийния мениджмънт, ТУ- София, 2015
3. Директива 2009/72/ЕО, Европейски парламент, 2009
4. Кабакчиева Д., Изследване на Data Mining модели за класификация, Дисертация за присъждане на образователна и научна степен „доктор”, София, 2012

5. Мария М. Нишева-Павлова, Средства за визуализиране на базата от знания и работата на машината за извод на инструменталната среда CLIPS, Математика и математическо образование, 2004

6. Weron R., Electricity price forecasting: A review of the state-of-the-art with a look into the future, Institute of Organization and Management, Wrocław University of Technology, Wrocław, Poland, 2014

Автор: Чавдар Дойчинов, инж. маг. докторант, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *chav81@abv.bg*

Постъпила на 30.04.2015 **Рецензент** доц. д-р М. Георгиев

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТРИЪГЪЛНИК – I ЧАСТ. ПРОЕКЦИЯТА ВЪРХУ НАЙ-МАЛКИЯ СТРИНГ НА ТРИЪГЪЛНИК Е ДИФЕРЕНЦИРАНЕ

Димитринка Владева, Иван Трендафилов

Резюме: *В [14] изследваме подполупръстени на полупръстена от ендоморфизми на крайна верига, състоящи се от ендоморфизмите* α*, за които* $\mathrm{Im}(\alpha) \leq 3$*. Тези полупръстени се наричат триъгълници. Тук построяваме проекция на елементите на триъгълник върху най-малкия стринг на триъгълника и доказваме, че това изображение е диференциране. Разглеждаме някои подполупръстени и идеали на триъгълника, които са затворени спрямо това диференциране.*

Ключови думи: *полупръстен, полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, диференциална алгебра, симплициален комплекс, диференциране в полупръстен.*

DERIVATIONS IN A TRIANGLE – I PART. THE PROJECTION ON THE LEAST STRING OF A TRIANGLE IS A DERIVATION

Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov

Abstract: *In [14] we investigate subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain consisting of the endomorphisms* α *such that* $\mathrm{Im}(\alpha) \leq 3$*. These semirings are called triangles. Here we construct a projection of the elements of a triangle on the least string of the triangle and prove that this map is a derivation. We examine some subsemirings and ideals of a triangle closed under this derivation.*

Keywords: *semiring, endomorphism semiring of a finite chain, differential algebra, simplicial complex, derivation of the semiring.*

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1 Introduction and preliminaries

The differential algebra has been studied by many authors for the last 60 years and especially the relationships between derivations and the structure of rings. The notion of the ring with derivation is quite old and plays an important role in the integration of analysis, algebraic geometry and algebra. In the 1940's it was discovered that the Galois theory of algebraic equations can be transferred to the theory of ordinary linear differential equations (the Picard-Vessiot theory). In the 1950's the differential algebra was initiated by the works of J. F. Ritt and E. R. Kolchin. In 1950, J. Ritt, see [7], and in 1973, E. Kolchin, see [4], wrote the classical books on differential algebra.

During the last few decades there has been a great deal of works concerning derivations in rings, in Lie rings, in skew polynomial rings and other structures. About derivations in semirings we know only the definition in Golan's book [1] and some properties of derivations in strings simplicial complexes of strings – see [9].

The endomorphism semirings of a finite semilattice is nowadays well-established, see [3], [6] and [10] – [15]. Basic facts for semirings can be found in the book [1]. Concerning background of simplicial complexes, algebraic topology and combinatorics a reader is refered to [2], [5] and [8].

An algebra $R = (R, +, .)$ with two binary operations $+$ and $\cdot$ on R, is called a *semiring* if:

1. $(R, +)$ is a commutative semigroup,

2. $(R, \cdot)$ is a semigroup,

3. both distributive laws hold $x \cdot (y+z) = x \cdot y + x \cdot z$ and $(x+y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z$ for any $x, y, z \in R$.

Let $R = (R, +, .)$ be a semiring. If a neutral element 0 of the semigroup $(R, +)$ exists and $0 \cdot x = 0$, or $x \cdot 0 = 0$, it is called a *left* or a *right zero*, respectively, for all $x \in R$. If $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$ for all $x \in R$, then it is called *zero*. An element e of a semigroup $(R, \cdot)$ is called a *left (right) identity* provided that $ex = x$, or $xe = x$, respectively, for all $x \in R$. If a neutral element 1 of the semigroup $(R, \cdot)$ exists, it is called *identity*.

For a join-semilattice $(\mathcal{M}, \vee)$ set $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$ of the endomorphisms of $\mathcal{M}$ is a semiring with respect to the addition and multiplication defined by:

- $h = f + g$ when $h(x) = f(x) \vee g(x)$ for all $x \in \mathcal{M}$,
- $h = f \cdot g$ when $h(x) = f\left(g(x)\right)$ for all $x \in \mathcal{M}$.

This semiring is called the *endomorphism semiring* of $\mathcal{M}$.

In this article all semilattices are finite chains. Following [10] we fix a finite chain $\mathcal{C}_n = (\{0, 1, \ldots, n-1\}, \vee)$ and denote the endomorphism semiring of this chain with $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. We do not assume that $\alpha(0) = 0$ for arbitrary $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. So, there is not a zero in endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. Subsemirings $\mathcal{E}^{(a)}_{\mathcal{C}_n}$, where $a \in \mathcal{C}_n$, of the semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$, consisting of all endomorphisms α with fixed point a, are considered in [12]. If $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $f(k) = i_k$ for any $k \in \mathcal{C}_n$ we denote α as an ordered n–tuple $\wr\, i_0, i_1, i_2, \ldots, i_{n-1} \,\wr$.

Here we give a new treatment of the subsemirings of endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ of a finite chain. We investigate endomorphisms $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $|\operatorname{Im}(\alpha)| \leq 3$, where $n \geq 3$.

Let $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \{a, b.c\}$. The set of these endomorphisms is a 2–*simplex* with vertices constant endomorphisms

$$\overline{a} = \wr\, \underbrace{a, \ldots, a}_{n} \,\wr,\ \overline{b} = \wr\, \underbrace{b, \ldots, b}_{n} \,\wr,\ \overline{c} = \wr\, \underbrace{c, \ldots, c}_{n} \,\wr$$

and proper sides are the 1–*simplices*, called *strings*. We denote these semirings by $\mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\}$, $\mathcal{STR}^{(n)}\{a, c\}$ and $\mathcal{STR}^{(n)}\{b, c\}$.

This set is a semiring and is called a *triangle*, see [14], denoted by $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, where $a, b, c \in \mathcal{C}_n$, $a < b < c$, are fixed elements.

The set of endomorphisms α such that

$$\alpha(0) = \cdots = \alpha(k-1) = a,$$

$$\alpha(k) = \cdots = \alpha(k+\ell-1) = b,$$

$$\alpha(k+\ell) = \cdots = \alpha(n-1) = c$$

or briefly

$$\alpha = a_k b_\ell c_{n-k-\ell},$$

where $0 \leq k \leq n-1$, $0 \leq \ell \leq n-1$ and $0 \leq n-k-\ell \leq n-1$ is actually the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$.

The order of this semiring is $\binom{n+2}{2}$.

Let $a \in \mathcal{C}_n$. For every endomorphism $\overline{a} = \wr\, a\, a\, \ldots\, a \,\wr$ the elements of

$$\mathcal{N}^{[a]}\left(\triangle^{(n)}\{a, b, c\}\right) = \{\alpha \mid \alpha \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\},\ \alpha^{n_a} = \overline{a} \text{ for some natural } n_a\}$$

are called *a–nilpotent endomorphisms.*

Similarly we examine the set of b–nilpotent endomorphisms $\mathcal{N}^{[b]}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right)$ and the set of c–nilpotent endomorphisms $\mathcal{N}^{[c]}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right)$. All these sets are subsemirings of the semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$.

In the next sections we examine the (differential) properties of another subsemirings and ideals of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ defined in [14].

2 Projection onto the least string

Let us consider the map

$$\partial_1 : \triangle^{(n)}\{a,b,c\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{a,b\}$$

such that for any $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k+\ell+m=n$,

$$\partial_1(\alpha) = a_k b_{\ell+m} \in \mathcal{STR}^{(n)}\{a,b\}.$$

It is easy to see that endomorphisms from the same layer has the equal projections.

Lemma 1. *For any $\alpha,\beta \in \triangle^{(n)}\{a,b,c\}$, it follows $\partial_1(\alpha+\beta) = \partial_1(\alpha)+\partial_1(\beta)$.*

Proof. Since any element of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ can be uniquely represented as a sum of elements of the strings $\mathcal{STR}^{(n)}\{a,b\}$ and $\mathcal{STR}^{(n)}\{a,c\}$ (see [14], Proposition 8) we can write

$$a_k b_{n-k-m} c_m = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m.$$

Now for $\alpha = a_k b_{n-k-m} c_m$ and $\beta = a_p b_{n-p-r} c_r$ without loss of generality we suppose that $k \geq p$. (Then $a_k b_{n-k} \leq a_p b_{n-p}$.)

If $m \geq r$ we have

$$\alpha+\beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r = a_p b_{n-p} + a_{n-m} c_m = a_p b_{n-p-m} c_m.$$

Hence,

$$\partial_1(\alpha+\beta) = \partial_1(a_p b_{n-p-m} c_m) = a_p b_{n-p} = a_k b_{n-k} + a_p b_{n-p} = \partial_1(\alpha) + \partial_1(\beta).$$

If $m < r$, it follows

$$\alpha+\beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r = a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r = a_p b_{n-p-r} c_r = \beta.$$

Thus,

$$\partial_1(\alpha+\beta) = \partial_1(\beta) = a_p b_{n-p} = a_k b_{n-k} + a_p b_{n-p} = \partial_1(\alpha) + \partial_1(\beta)$$

and this completes the proof.

Immediately from the proof of the last lemma follows that $\alpha \leq \beta$ implies $\partial_1(\alpha) \leq \partial_1(\beta)$.

Now we consider the subsemiring $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\} =$

$$= \triangle^{(n)}\{a,b,c\} \setminus \left(N^{[c]}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right) \cup R_{\triangle}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right)\right).$$

Note that geometric trapezoid with vertices $\overline{a}$, $\overline{b}$, $b_{b+1}c_{n-b-1}$ and $a_{b+1}c_{n-b-1}$, see fig. 1, is a geometric image of $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$.

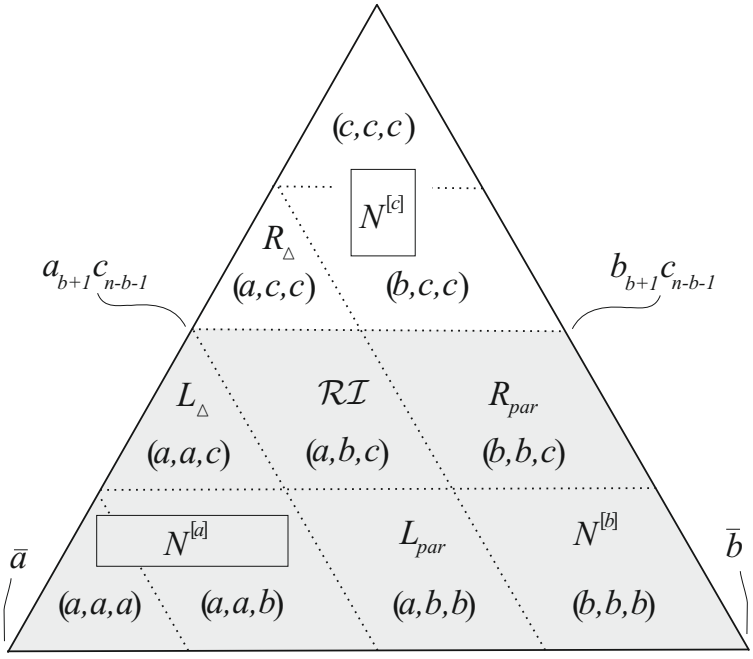


Figure 1

From Theorem 14 of [14] immediately follows that the trapezoid $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ is a subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$. It is easy to calculate that order of this semiring is $\frac{1}{2}(n-b)(n+b+3)$.

Lemma 2. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$, it follows*

$$\partial_1(\alpha\beta) = \partial_1(\alpha)\beta + \alpha\partial_1(\beta). \tag{1}$$

Proof. Let $\alpha = a_k b_\ell c_m$, $\beta = a_p b_q c_r$, where $k + \ell + m = p + q + r = n$. Then $\partial_1(\alpha) = a_k b_{\ell+m}$ and $\partial_1(\beta) = a_p b_{q+r}$.

Now we shall examine seven cases depending on the type of the considered endomorphisms.

Case 1. Let the endomorphism β be of type (a,a,a), that is $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = a$. Then $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_1(\alpha\beta) = \overline{a}$. Similarly $\partial_1(\alpha)\beta = \overline{a}$. Since the

endomorphism $\partial_1(\beta)$ is of the same type, we have $\alpha\partial_1(\beta) = \overline{a}$. So, the equality (1) is fulfilled.

Case 2. Let the endomorphism β be of type (a, a, b), i.e. $\beta(a) = \beta(b) = a$ and $\beta(c) = b$. Now we find $\alpha\beta = a_{k+\ell}b_m$. Then $\partial_1(\alpha\beta) = a_{k+\ell}b_m$. We calculate also $\partial_1(\alpha)\beta = a_{k+\ell}b_m.\beta = \overline{a}$. But the endomorphism $\partial_1(\beta)$ is also of the type (a, a, b). Then $\alpha\partial_1(\beta) = a_{k+\ell}b_m$. Hence, the equality (1) is true.

Case 3. Let the endomorphism β be of type (a, b, b). So, $\beta(a) = a$ and $\beta(b) = \beta(c) = b$. Then $\alpha\beta = a_k b_{\ell+m}$ and $\partial_1(\alpha\beta) = a_k b_{\ell+m}$. Now $\partial_1(\alpha)\beta = a_k b_{\ell+m}\beta = a_k b_{\ell+m}$. Since $\partial_1(\beta)$ is also of type (a, b, b), it follows that $\alpha\partial_1(\beta) = a_k b_{\ell+m}$. Thus, we prove (1).

Case 4. Let the endomorphism β be of type (b, b, b), that is $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = b$. Then $\alpha\beta = \overline{b}$ and $\partial_1(\alpha\beta) = \overline{b}$. We find $\partial_1(\alpha)\beta = \overline{b}$. Since $\partial_1(\beta)$ is also of type (b, b, b), it follows that $\alpha\partial_1(\beta) = a_k b_{\ell+m}$. Hence (1) is checked.

Case 5. Let the endomorphism β be of type (b, b, c), i.e. $\beta(a) = \beta(b) = b$ and $\beta(c) = c$. We find $\alpha\beta = b_{k+\ell}c_m$ and $\partial_1(\alpha\beta) = \overline{b}$. Then find $\partial_1(\alpha)\beta = a_k b_{\ell+m}\beta = \overline{b}$. Now we observe that the endomorphism $\partial_1(\beta)$ is of type (b, b, b). So, $\alpha\partial_1(\beta) = \overline{b}$ and (1) is fulfilled.

Case 6. Let the endomorphism β be of type (a, b, c). Then β is a right identity of the triangle and $\alpha\beta = \alpha$. Now $\partial_1(\alpha\beta) = \partial_1(\alpha) = a_k b_{\ell+m}$. Also $\partial_1(\alpha)\beta = \partial_1(\alpha) = a_k b_{\ell+m}$. Since $\partial_1(\beta)$ is an endomorphism of type (a, b, b), it follows (as in case 3) that $\alpha\partial_1(\beta) = a_k b_{\ell+m}$. Thus, (1) is checked.

Case 7. Let the endomorphism β be of type (a, a, c), that is $\beta(a) = \beta(b) = a$ and $\beta(c) = c$. Then $\alpha\beta = a_{k+\ell}c_m$ and $\partial_1(\alpha\beta) = a_{k+\ell}b_m$. Now $\partial_1(\alpha)\beta = a_k b_{\ell+m}\beta = \overline{a}$. Since $\partial_1(\beta)$ is an endomorphism of type (a, a, b), it follows (as in case 2) that $\alpha\partial_1(\beta) = a_{k+\ell}b_m$. Hence, (1) is true and this completes the proof.

Immediately from the proof of the last lemma follows that $\partial_1(\alpha) > \partial_1(\varepsilon)\alpha$ and $\partial_1(\alpha\beta) > \partial_1(\varepsilon)\alpha\beta + \alpha\partial_1(\varepsilon)\beta$.

From lemmas 1 and 2 directly follows:

Theorem 3. *The projection*

$$\partial_1 : \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\},$$

such that $\partial_1(a_k b_\ell c_m) = a_k b_{\ell+m}$ *is a derivation.*

3 Subsemirings and ideals closed under derivation ∂_1

Any subsemiring closed under the derivation ∂_1 is called ∂_1–semiring. Any ideal (left or right ideal) of ∂_1–semiring closed under the derivation ∂_1 is called ∂_1–ideal (left or right ∂_1–ideal).

Since $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\} \supset \mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\}$ we claim that $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ is a ∂_1–semiring. Now, we want to prove that $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ is is a maximal subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ which is a ∂_1–semiring.

Now consider an arbitrary endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k + \ell + m = n$.

Let the endomorphism β be of type (c, c, c). Then $\alpha\beta = \overline{c}$ and then $\partial_1(\alpha\beta) = \partial_1(\overline{c}) = \overline{b}$. Similarly $\partial_1(\alpha)\beta = \overline{c}$. Since the endomorphism $\partial_1(\beta)$ is of the same type, we have $\alpha\partial_1(\beta) = \overline{c}$. Hence, the equality (1) does not hold.

Let suppose that the endomorphism β is of type (a, c, c). Then $\alpha\beta = a_k c_{\ell+m}$. Hence, $\partial_1(\alpha\beta) = a_k b_{\ell+m}$. But

$$\partial_1(\alpha)\beta = a_k b_{\ell+m}\beta = a_k c_{\ell+m} > a_k b_{\ell+m} = \partial_1(\alpha\beta).$$

So, in this case the equality (1) does not hold.

At last we suppose that the endomorphism β is of type (b, c, c). Now $\alpha\beta = b_k c_{\ell+m}$. Hence, $\partial_1(\alpha\beta) = \overline{b}$. But

$$\partial_1(\alpha)\beta = b_k c_{\ell+m} > \overline{b} = \partial_1(\alpha\beta))$$

and the equality (1) does not hold again.

So the map ∂_1 on the subsemiring of the triangle consisting some of the endomorphisms of type (c, c, c), (a, c, c) or (b, c, c)) is not a derivation.

Hence, we prove

Theorem 4. *The subsemiring* $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ *of* $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ *is a maximal* ∂_1*–semiring.*

Note that there are subsemirings of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ which are not ∂_1–subsemirings, for example, (see fig. 1) such subsemirings are $R_\triangle$, $\mathcal{RI}$, R_{par}, $L_\triangle$, $N^{[c]}$.

More generally any subsemiring R of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ such that $R \cap \mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\} = \varnothing$ is not ∂_1–semiring.

It is easy to prove that the following subsemirings of the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ are ∂_1–subsemirings:

$$N^{[a]},\ L_{par},\ N^{[b]},\ N^{[a]} \cup L_\triangle,\ L_{par} \cup \mathcal{RI},\ N^{[b]} \cup R_{par}.$$

By similar way we can prove that many other subsemirings of $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ are ∂_1–subsemirings.

In [14] we consider the discrete t–neighborhood of the vertex $\overline{a}$ of the triangle

$$\mathcal{DN}_a^t = \{\overline{a}\} \cup \bigcup_{s=n-t}^{n-1} \mathcal{L}_a^s \left(\triangle^{(n)}\{a, b, c\} \right),$$

where $t = 1, \ldots, n$. Similarly we define $\mathcal{DN}_b^t$ and $\mathcal{DN}_c^t$.

For $t = n - c - 1$ the discrete neighborhood $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ is consisting of all endomorphisms $\alpha \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ of type (a, a, a). It is easy to prove that $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ is a semiring. Obviously $\partial_1(\alpha) \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ when $\alpha \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$, that is $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ is a ∂_1–subsemiring of the triangle.

For $t = n - b - 1$ the discrete neighborhood $\mathcal{DN}_a^{n-b-1}$ is consisting of all endomorphisms $\alpha \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ such that $\alpha(a) = \alpha(b) = a$. Thus follows that $\mathcal{DN}_a^{n-b-1} = N^{[a]} \cup L_\triangle$ is a ∂_1–subsemiring of the triangle.

But for arbitrary endomorphisms $\alpha \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ and $\beta \in \mathcal{DN}_a^{n-b-1}$ we have $\alpha\beta \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ and $\beta\alpha \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$. Hence, we prove

Proposition 5. *The ∂_1–semiring $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ is a ∂_1–ideal of the ∂_1–semiring $\mathcal{DN}_a^{n-b-1}$.*

Let us note that the ∂_1–semiring $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ is not an ideal of semiring $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ since $\alpha\,\overline{b} = \overline{b}$ for any $\alpha \in \mathcal{DN}_a^{n-c-1}$

Let $I_0 = \{\overline{a}, \overline{b}, \overline{c}\}$. Since $\overline{a} < \overline{b} < \overline{c}$, $\overline{b}\,\overline{a} = \overline{c}\,\overline{a} = \overline{a}$, $\overline{a}\,\overline{b} = \overline{c}\,\overline{b} = \overline{b}$, $\overline{a}\,\overline{c} = \overline{b}\,\overline{c} = \overline{c}$, $\partial_1(\overline{a}) = \overline{a}$, $\partial_1(\overline{b}) = \overline{b}$ and $\partial_1(\overline{c}) = \overline{b}$ it follows that I_0 is a ∂_1–semiring.

On the other hand for any endomorphism $\alpha \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ we have $\alpha\,\overline{a} = \overline{a}$, $\alpha\,\overline{b} = \overline{b}$, $\alpha\,\overline{c} = \overline{c}$ and $\overline{x}\,\alpha = \overline{y}$, where $\overline{x}$ and $\overline{y}$ are from I_0. But $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ is not a ∂_1–semiring. So, we prove

Proposition 6. *The set I_0 is a ∂_1–semiring and ideal of the triangle, but not a ∂_1–ideal.*

Now we extend I_0 by considering the set

$$I_1 = \mathcal{DN}_a^{n-c-1} \cup N^{[b]} \cup \mathcal{DN}_c^a.$$

So, I_1 consists of all endomorphisms of the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ which are of types (a, a, a), (b, b, b), or (c, c, c). We show that I_1 has the same property

Proposition 7. *The set I_1 is a ∂_1–semiring and ideal of the triangle, but not a ∂_1–ideal.*

Proof. If $\alpha \in I_1$ and $\beta \in \triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ it follows $\alpha\,\beta \in I_1$ and $\beta\,\alpha \in I_1$. So, I_1 is an ideal of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$.

Now, $\mathcal{DN}_a^{n-c-1}$ and $N^{[b]}$ are ∂_1–semirings and for any $\alpha \in \mathcal{DN}_c^a$ it follows $\partial_1(\alpha) \in N^{[b]}$. So, I_1 is closed under the derivation ∂_1 and this completes the proof.

Immediately from the last proposition follows

Corollary 8. *The set I_0 is a ∂_1–ideal of I_1.*

The set of all idempotent endomorphisms of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ has bad properties.

Indeed $a_{a+1}c_{n-a-1} \in Id\left(\mathcal{STR}^{(n)}\{a,c\}\right)$ and $b_{b+1}c_{n-b-1} \in Id\left(\mathcal{STR}^{(n)}\{b,c\}\right)$. But it follows

$$a_{a+1}c_{n-a-1} + b_{b+1}c_{n-b-1} = b_{a+1}c_{n-a-1},$$

$$a_{a+1}c_{n-a-1} \cdot b_{b+1}c_{n-b-1} = b_{a+1}c_{n-a-1}$$

and $(b_{a+1}c_{n-a-1})^2 = \overline{c}$. So, this set is not closed under the addition and under the multiplication. Moreover this set is not closed under the derivation ∂_1 because $a_{c+1}c_{n-c-1} \in Id\left(\mathcal{STR}^{(n)}\{a,c\}\right)$ and then $\partial_1(a_{c+1}c_{n-c-1}) = a_{c+1}b_{n-c-1}$, but $(a_{c+1}b_{n-c-1})^2 = \overline{a}$.

So, it is interesting to find a ∂_1–subsemiring of the ∂_1–semiring $\mathcal{TRAP}\{\overline{a},\overline{b},b_{b+1}c_{n-b-1},a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ consisting of idempotents. Note that $\mathcal{RI}$ is not a ∂_1–subsemiring of $\mathcal{TRAP}\{\overline{a},\overline{b},b_{b+1}c_{n-b-1},a_{b+1}c_{n-b-1}\}$. It is easy to prove the following:

Proposition 9. *The semiring $\mathcal{RI} \cup Id\left(\mathcal{STR}^{(n)}\{a,b\}\right)$ is a ∂_1–subsemiring of the ∂_1–semiring $\mathcal{TRAP}\{\overline{a},\overline{b},b_{b+1}c_{n-b-1},a_{b+1}c_{n-b-1}\}$.*

Remark. In this part of the article we omit the conclusions. In the second part of the article we shall use the introduction, preliminaries and references from this part.

References

[1] Golan Jonathan (1999), ***Semirings and Their Applications***, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[2] Hatcher Allen (2002) ***Algebraic Topology***, Cambridge University Press, 2002.

[3] Jeẑek J., T. Kepka and M. Maròti (2009), ***The endomorphism semiring of a semilattice***, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.

[4] Kolchin Ellis (1973), ***Differential Algebra and Algebraic Groups***, Academic Press, New York, London, 1973.

[5] Kozlov Dmitry (2008), ***Combinatorial Algebraic Topology***, Springer–Verlag Berlin Heidelberg, 2008.

[6] Monico Chris (2004), ***On finite congruence-simple semirings***, J. Algebra 271 (2004), 846 – 854.

[7] Ritt Joseph F., (1950), **Differential Algebra**, Amer. Math. Soc. Colloq. Publ. 33, New York, 1950.

[8] Stanley Richard (1999), ***Enumerative combinatorics***, Vol. 2, Cambridge University Press, 1999.

[9] Trendafilov I. (2012), ***Derivations in Some Finite Endomorphism Semirings***, Discussiones Mathematicae General Algebra and Applications, Vol. 32, 2012, 77–100.

[10] Trendafilov I., D. Vladeva (2011), ***The endomorphism semiring of a finite chain***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.

[11] Trendafilov I., D. Vladeva (2011), ***Subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 19 – 28.

[12] Trendafilov I., D. Vladeva (2011), ***Endomorphism semirings without zero of a finite semilattice of a special type***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 2, (2011), 19 – 28.

[13] Trendafilov I., D. Vladeva (2013), ***Idempotent elements of the endomorphism semiring of a finite chain***, ISRN Algebra, Vol. 2013, 2013.

[14] Trendafilov I., D. Vladeva (2013), ***Combinatorial Results for Geometric Structures in Endomorphism Semirings***, Appl. Math. in Eng. and Econ. – 39th. Int. Conf. (2013) AIP Conf. Proc. 1570, 461 – 468 ; doi: 10.1063/1.4854790.

[15] J. Zumbrägel (2008), ***Classification of finite congruence-simple semirings with zero***, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

Authors: Dimitrinka Vladeva, assoc. prof., Department "Mathematics and physics", LTU, Sofia, *e-mail:* d_vladeva@abv.bg

Ivan Trendafilov, prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 07.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Георги Бижев

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТРИЪГЪЛНИК – ЧАСТ 2. ПРОЕКЦИЯТА ВЪРХУ ВСЕКИ ОТ СТРИНГОВЕТЕ НА ТРИЪГЪЛНИК Е ДИФЕРЕНЦИРАНЕ

Димитринка Владева, Иван Трендафилов

Резюме: *Тази статия е продължение на статията [I part]. В [14] (от литературата на [I part]) изследваме подполупръстени на полупръстена от ендоморфизми на крайна верига, състоящи се от ендоморфизмите α, за които* $\mathrm{Im}(\alpha) \leq 3$. *Тези полупръстени се наричат триъгълници. Тук построяваме проекции на елементите на триъгълник върху средния стринг и върху най-големия стринг на триъгълника и доказваме, че тези изображения са диференцирания. Разглеждаме подполупръстените и идеалите на триъгълника, които са затворени спрямо тези диференцирания.*

Ключови думи: *полупръстен, полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, симплициален комплекс, диференциране в полупръстен.*

DERIVATIONS IN A TRIANGLE – PART 2. THE PROJECTION ON ANY OF STRINGS OF A TRIANGLE IS A DERIVATION

Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov

Abstract: *This article is continuation of [I part]. In [14] (from references of [I part]) we investigate subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain consisting of the endomorphisms α such that* $\mathrm{Im}(\alpha) \leq 3$. *These semirings are called triangles. Here we construct a projections of the elements of a triangle on the middle string and on the biggest string of the triangle and prove that this maps is a derivations. We examine the subsemirings and the ideals of a triangle closed under these derivations.*

Keywords: *semiring, endomorphism semiring of a finite chain, simplicial complex, derivation of the semiring.*

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1 Introduction

In this article we shall use the introduction, preliminaries and references from [I part].

2 Projection onto the middle string

Let us consider the map

$$\partial_2 : \triangle^{(n)}\{a, b, c\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{a, c\}$$

such that for any $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k + \ell + m = n$,

$$\partial_2(\alpha) = a_k c_{\ell+m} \in \mathcal{STR}^{(n)}\{a, c\}.$$

Here, as in the section 2 of [I part], the endomorphisms from the same layer has the equal projections.

Lemma 1. *For any $\alpha, \beta \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, it follows $\partial_2(\alpha + \beta) = \partial_2(\alpha) + \partial_2(\beta)$.*

Proof. As in Lemma 1 of [I part] we can write

$$a_k b_{n-k-m} c_m = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m.$$

For $\alpha = a_k b_{n-k-m} c_m$ and $\beta = a_p b_{n-p-r} c_r$ without loss of generality we suppose that $k \geq p$ and then have $a_k b_{n-k} \leq a_p b_{n-p}$ and $\partial_2(\alpha) = a_k c_{n-k} \leq a_p c_{n-p} = \partial_2(\beta)$.

If $m \geq r$ we have

$$\alpha + \beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r$$

$$= a_p b_{n-p} + a_{n-m} c_m = a_p b_{n-p-m} c_m.$$

Hence,

$$\partial_2(\alpha + \beta) = \partial_2(a_p b_{n-p-m} c_m) = a_p c_{n-p} = \partial_2(\beta) = \partial_2(\alpha) + \partial_2(\beta).$$

If $m < r$, it follows

$$\alpha + \beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r$$

$$= a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r = a_p b_{n-p-r} c_r = \beta.$$

Thus,

$$\partial_2(\alpha + \beta) = \partial_2(\beta) = \partial_2(\alpha) + \partial_2(\beta)$$

and this completes the proof.

Immediately from the proof of the last lemma follows that $\alpha \leq \beta$ implies $\partial_2(\alpha) \leq \partial_2(\beta)$.

Now we consider the subsemiring

$$\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\} =$$

$$= \triangle^{(n)}\{a,b,c\} \setminus \left(N^{[a]}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right) \cup L_{\triangle}\left(\triangle^{(n)}\{a,b,c\}\right)\right).$$

Note that geometric trapezoid with vertices $\overline{b}$, $\overline{c}$, $a_b c_{n-b}$ and $a_b b_{n-b}$, see fig. 1, is a geometric image of $\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$.

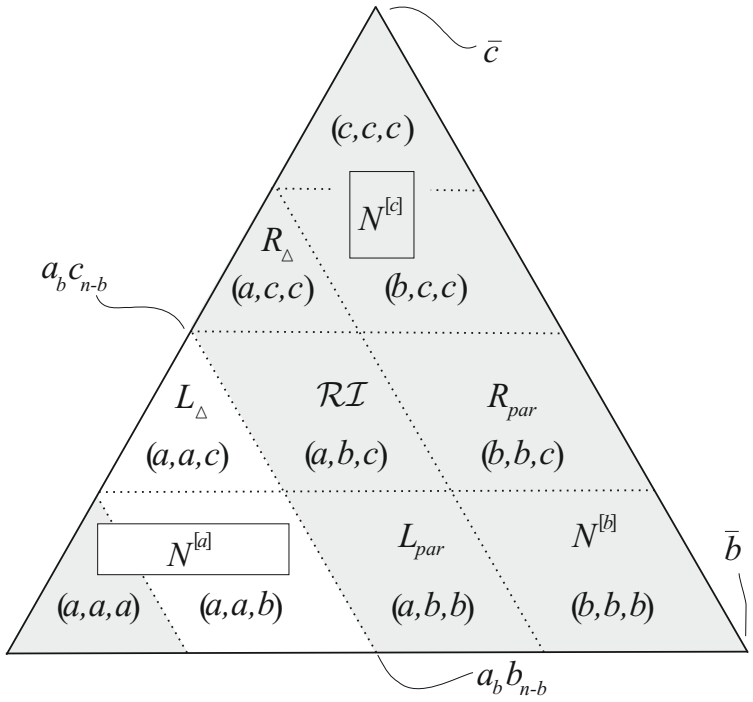


Figure 1

From Theorem 14 of [14] immediately follows that the trapezoid $\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$ is a subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$. It is easy to calculate that order of this semiring is $\frac{1}{2}(2n-b+1)(b+1)$.

Lemma 2. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$, it follows*

$$\partial_2(\alpha\beta) = \partial_2(\alpha)\beta + \alpha\partial_2(\beta). \tag{1}$$

Proof. Let $\alpha = a_k b_\ell c_m$, $\beta = a_p b_q c_r$, where $k+\ell+m = p+q+r = n$. Then $\partial_2(\alpha) = a_k c_{\ell+m}$ and $\partial_2(\beta) = a_p c_{q+r}$. Now we consider 7 cases depending on the type of the considered endomorphisms.

Case 1. Let the endomorphism β be of type (b, b, b) Then $\alpha\beta = \overline{b}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = \overline{c}$. Similarly $\partial_2(\alpha)\beta = \overline{b}$. Since the endomorphism $\partial_2(\beta)$ is of type (c, c, c), we have $\alpha\partial_2(\beta) = \overline{c}$. So, the equality (2) is fulfilled.

Case 2. Let the endomorphism β be of type (b, b, c). We find $\alpha\beta = b_{k+\ell}c_m$. Then $\partial_2(\alpha\beta) = \overline{c}$. We calculate also $\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = b_k c_{\ell+m}$. But the endomorphism $\partial_2(\beta)$ is of the type (c, c, c). Then $\alpha\partial_2(\beta) = \overline{c}$. Hence, the equality (2) is true.

Case 3. Let the endomorphism β be of type (b, c, c). Then $\alpha\beta = b_k c_{\ell+m}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = \overline{c}$. Now $\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = b_k c_{\ell+m}$. Since $\partial_2(\beta)$ is of type (c, c, c), it follows that $\alpha\partial_2(\beta) = \overline{c}$. Thus, we prove (2).

Case 4. Let the endomorphism β be of type (c, c, c). Then $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = \overline{c}$. We find $\partial_2(\alpha)\beta = \overline{c}$. Since $\partial_2(\beta)$ is also of type (c, c, c), it follows that $\alpha\partial_2(\beta) = \overline{c}$. Hence (2) is checked.

Case 5. Let the endomorphism β be of type (a, c, c). We find $\alpha\beta = a_k c_{\ell+m}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = a_k c_{\ell+m}$. Then obtain $\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = a_k c_{\ell+m}$. Now we observe that the endomorphism $\partial_2(\beta)$ is of the same type (a, c, c). So, $\alpha\partial_2(\beta) = a_k c_{\ell+m}$ and (2) is fulfilled.

Case 6. Let the endomorphism β be of type (a, b, c). Then β is a right identity of the triangle and $\alpha\beta = \alpha$. Now $\partial_2(\alpha\beta) = \partial_2(\alpha) = a_k c_{\ell+m}$. Also $\partial_2(\alpha)\beta = \partial_2(\alpha) = a_k c_{\ell+m}$. Since $\partial_2(\beta)$ is an endomorphism of type (a, c, c), it follows that $\alpha\partial_2(\beta) = a_k c_{\ell+m}$. Thus, (2) is checked.

Case 7. Let the endomorphism β be of type (a, b, b). Then $\alpha\beta = a_k b_{\ell+m}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = a_k c_{\ell+m}$. Now $\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = a_k b_{\ell+m}$. Since $\partial_2(\beta)$ is an endomorphism of type (a, c, c), it follows that $\alpha\partial_2(\beta) = a_k c_{\ell+m}$. Hence, (2) is true and this completes the proof.

From lemmas 1 and 2 follows

Theorem 3. *The projection*

$$\partial_2 : \mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{a, c\},$$

such that $\partial_2(a_k b_\ell c_m) = a_k c_{\ell+m}$ *is a derivation.*

Any subsemiring closed under the derivation ∂_2 is called ∂_2–semiring. Any ideal (left or right ideal) of ∂_2–semiring closed under the derivation ∂_2 is called ∂_2–ideal (left or right ∂_2–ideal).

Since $\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\} \supset \mathcal{STR}^{(n)}\{a, c\}$ we claim that the semiring $\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$ is a ∂_2–semiring. We shall prove that

$\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$ is not a maximal subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ which is a ∂_2–semiring.

Now consider an arbitrary endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k + \ell + m = n$.

Let the endomorphism β be of type (a, a, a). Then $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_2(\alpha\beta) = \partial_2(\overline{a}) = \overline{a}$. Similarly $\partial_2(\alpha)\beta = \overline{a}$. Since the endomorphism $\partial_2(\beta)$ is also of type (a, a, a), it follows $\alpha\partial_2(\beta) = \overline{a}$. Hence, the equality (1) is fulfilled.

Let suppose that the endomorphism β is of type (a, a, b). Then $\partial_2(\beta)$ is of type (a, a, c) and $\alpha\beta = a_{k+\ell} b_m$. We find $\partial_2(\alpha\beta) = a_{k+\ell} c_m$, $\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = a_k b_{\ell+m}$ and $\alpha\partial_2(\beta) = a_k b_\ell c_m \partial_2(\beta) = a_{k+\ell} c_m$. Hence

$$\partial_2(\alpha)\beta + \alpha\partial_2(\beta) = a_k b_{\ell+m} + a_{k+\ell} c_m = a_k b_\ell c_m = \alpha > \partial_2(\alpha\beta).$$

So, in this case the equality (1) does not hold.

At last we suppose that the endomorphism β is of type (a, a, c). Now $\alpha\beta = a_{k+\ell} c_m$ and $\partial_2(\alpha\beta) = a_{k+\ell} c_m$. But

$$\partial_2(\alpha)\beta = a_k c_{\ell+m}\beta = a_k c_{\ell+m} > \partial_2(\alpha\beta)$$

and the equality (1) does not hold again.

So the map ∂_2 on the subsemiring of the triangle consisting some of the endomorphisms of type (a, a, b) or (a, a, c)) is not a derivation.

Let us denote by $\mathcal{D}_a$ the subset of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ consisting of all elements of $\mathcal{TRAP}\{\overline{b}, \overline{c}, a_b c_{n-b}, a_b b_{n-b}\}$ and all endomorphisms of type (a, a, a). It is clear that $\mathcal{D}_a$ is a subsemiring of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$.

Hence, we prove

Theorem 4. *The subsemiring $\mathcal{D}_a$ of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ is a maximal ∂_2–semiring.*

3 Projection onto the biggest string

Let us consider the map

$$\partial_3 : \triangle^{(n)}\{a, b, c\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{b, c\}$$

such that for any $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k + \ell + m = n$,

$$\partial_3(\alpha) = b_{k+\ell} c_m \in \mathcal{STR}^{(n)}\{b, c\}.$$

Here, as in the section 2 of [I part], the endomorphisms from the same c–layer has the equal projections.

Lemma 5. *For any $\alpha, \beta \in \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, it follows $\partial_3(\alpha + \beta) = \partial_3(\alpha) + \partial_3(\beta)$.*

Proof. As in Lemma 1 we can write

$$a_k b_{n-k-m} c_m = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m.$$

For $\alpha = a_k b_{n-k-m} c_m$ and $\beta = a_p b_{n-p-r} c_r$ without loss of generality we suppose that $m \geq r$ and then have $a_{n-m} c_m \geq a_{n-r} c_r$ and

$$\partial_3(\alpha) = b_{n-m} c_m \geq b_{n-r} c_r = \partial_3(\beta).$$

If $k \geq p$ we have $a_k b_{n-k} \leq a_p b_{n-p}$. Thus

$$\alpha + \beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r$$

$$= a_p b_{n-p} + a_{n-m} c_m = a_p b_{n-p-m} c_m.$$

Hence,

$$\partial_3(\alpha + \beta) = \partial_3(a_p b_{n-p-m} c_m) = b_{n-m} c_m = \partial_3(\alpha) = \partial_3(\alpha) + \partial_3(\beta).$$

If $k < p$, it follows $a_k b_{n-k} > a_p b_{n-p}$ and then

$$\alpha + \beta = a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m + a_p b_{n-p} + a_{n-r} c_r$$

$$= a_k b_{n-k} + a_{n-m} c_m = a_k b_{n-k-m} c_m = \alpha.$$

Thus,

$$\partial_3(\alpha + \beta) = \partial_3(\alpha) = \partial_3(\alpha) + \partial_3(\beta)$$

and this completes the proof.

Immediately from the proof of the last lemma follows that $\alpha \leq \beta$ implies $\partial_3(\alpha) \leq \partial_3(\beta)$.

Now we consider (as in [I part]) the subsemiring

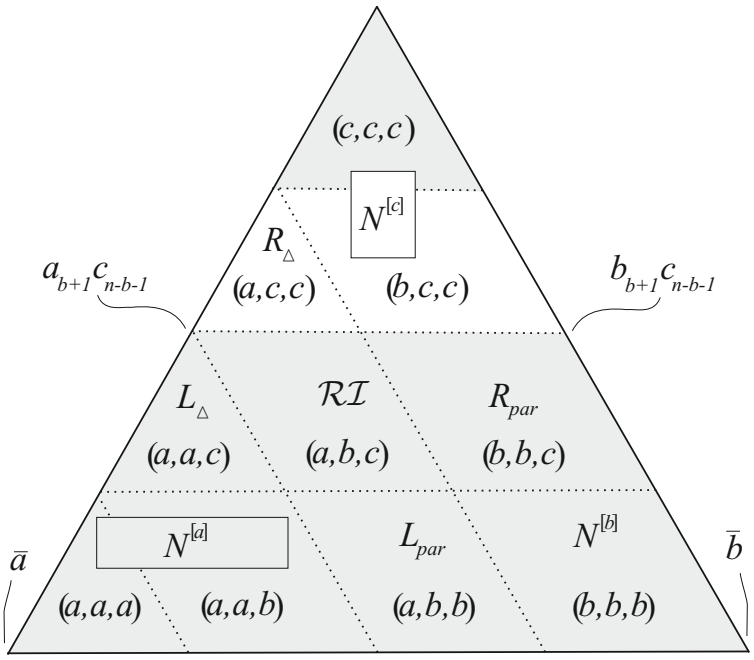
$$\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1} c_{n-b-1}, a_{b+1} c_{n-b-1}\} =$$

$$= \triangle^{(n)}\{a, b, c\} \backslash \left(N^{[c]} \left(\triangle^{(n)}\{a, b, c\} \right) \cup R_{\triangle} \left(\triangle^{(n)}\{a, b, c\} \right) \right).$$

The geometric trapezoid with vertices $\overline{a}$, $\overline{b}$, $b_{b+1} c_{n-b-1}$ and $a_{b+1} c_{n-b-1}$, see fig. 2, is a geometric image of $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1} c_{n-b-1}, a_{b+1} c_{n-b-1}\}$.

Lemma 6. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1} c_{n-b-1}, a_{b+1} c_{n-b-1}\}$, it follows*

$$\partial_3(\alpha\beta) = \partial_3(\alpha)\beta + \alpha\partial_3(\beta). \tag{2}$$



Proof. Let $\alpha = a_k b_\ell c_m$, $\beta = a_p b_q c_r$, where $k + \ell + m = p + q + r = n$. Then $\partial_3(\alpha) = b_{k+\ell} c_m$ and $\partial_3(\beta) = b_{p+q} c_r$.

We shall consider seven cases depending on the type of the endomorphisms.

Figure 2

Case 1. Let the endomorphism β be of type (a, a, a). Then $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_3(\alpha\beta) = \overline{b}$. Similarly $\partial_3(\alpha)\beta = b_{k+\ell} c_m \beta = \overline{a}$. Since the endomorphism $\partial_3(\beta)$ is of the type (b, b, b), it follows $\alpha\partial_3(\beta) = \overline{b}$. So, the equality (2) is fulfilled.

Case 2. Let the endomorphism β be of type (a, a, b). Now we find $\alpha\beta = a_{k+\ell} b_m$. Then $\partial_3(\alpha\beta) = \overline{b}$. We calculate also $\partial_3(\alpha)\beta = a_{k+\ell} b_m \beta = \overline{a}$. Since the endomorphism $\partial_3(\beta)$ is of the type $(b, , b)$ it follows $\alpha\partial_3(\beta) = \overline{b}$. Hence, the equality (2) is true.

Case 3. Let the endomorphism β be of type (a, b, b).. Then $\alpha\beta = a_k b_{\ell+m}$ and $\partial_3(\alpha\beta) = \overline{b}$. We find $\partial_3(\alpha)\beta = b_{k+\ell} c_m \beta = \overline{b}$. Since $\partial_3(\beta)$ is of type (b, b, b), it follows that $\alpha\partial_3(\beta) = \overline{b}$. Thus, we prove (2).

Case 4. Let the endomorphism β be of type (b, b, b). Then $\alpha\beta = \overline{b}$ and $\partial_3(\alpha\beta) = \overline{b}$. We find $\partial_3(\alpha)\beta = \overline{b}$. Since $\partial_1(\beta)$ is also of type (b, b, b), it follows that $\alpha\partial_3(\beta) = \overline{b}$. Hence (2) is checked.

Case 5. Let the endomorphism β be of type (b, b, c). Then $\alpha\beta = b_{k+\ell} c_m$ and $\partial_3(\alpha\beta) = \alpha\beta = b_{k+\ell} c_m$. We find $\partial_3(\alpha)\beta = b_{k+\ell} c_m \beta = b_{k+\ell} c_m$. Now we observe that the endomorphism $\partial_3(\beta)$ is also of type (b, b, c). So, $\alpha\partial_3(\beta) = b_{k+\ell} c_m$ and (2)

is fulfilled.

Case 6. Let the endomorphism β be of type (a, b, c). Then β is a right identity of the triangle and $\alpha\beta = \alpha$. Now $\partial_3(\alpha\beta) = \partial_3(\alpha) = b_{k+\ell}c_m$. We calculate $\partial_3(\alpha)\beta = \partial_3(\alpha) = b_{k+\ell}c_m$. Since $\partial_3(\beta)$ is an endomorphism of type (b, b, c), it follows that $\alpha\partial_3(\beta) = b_{k+\ell}c_m$. Thus, (2) is checked.

Case 7. Let the endomorphism β be of type (a, a, c). Then $\alpha\beta = a_{k+\ell}c_m$ and $\partial_3(\alpha\beta) = b_{k+\ell}c_m$. Now $\partial_3(\alpha)\beta = a_k b_{\ell+m}\beta = \overline{b}$. Since $\partial_1(\beta)$ is an endomorphism of type (a, a, b), it follows (as in case 2) that $\alpha\partial_1(\beta) = a_{k+\ell}b_m$. Hence, (2) is true and this completes the proof.

From lemmas 5 and 6 directly follows:

Theorem 7. *The projection*

$$\partial_1 : \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\} \to \mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\},$$

such that $\partial_3(a_k b_\ell c_m) = b_{k+\ell}c_m$ *is a derivation.*

Any subsemiring closed under the derivation ∂_3 is called ∂_3–semiring. Any ideal (left or right ideal) of ∂_3–semiring closed under the derivation ∂_3 is called ∂_3–ideal (left or right ∂_3–ideal).

From the definition of ∂_3 follows that

$$\partial_3(\alpha) \in \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\} \text{ if}$$

$$\alpha \in \mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}.$$

Hence, $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ is a ∂_3–semiring. We shall prove that $\mathcal{TRAP}\{\overline{a}, \overline{b}, b_{b+1}c_{n-b-1}, a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ is not a maximal subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ which is a ∂_3–semiring.

Now consider an arbitrary endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$, where $k + \ell + m = n$.

Let the endomorphism β be of type (c, c, c). Then $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\partial_3(\alpha\beta) = \partial_3(\overline{c}) = \overline{c}$. Similarly $\partial_3(\alpha)\beta = \overline{c}$. Since the endomorphism $\partial_3(\beta)$ is also of type (c, c, c), it follows $\alpha\partial_3(\beta) = \overline{c}$. Hence, the equality (2) is fulfilled.

Let suppose that the endomorphism β is of type (b, c, c). Then $\partial_3(\beta)$ is also of type (b, c, c) and $\alpha\beta = b_k c_{\ell+m}$. We find $\partial_3(\alpha\beta) = \alpha\beta = b_k c_{\ell+m}$. But

$$\partial_3(\alpha)\beta = b_{k+\ell}c_m\beta = \overline{c} > \partial_3(\alpha\beta).$$

So, in this case the equality (2) does not hold.

At last we suppose that the endomorphism β is of type (a,c,c). Now $\alpha\beta = a_k c_{\ell+m}$ and $\partial_3(\alpha\beta) = b_k c_{\ell+m}$. But

$$\partial_3(\alpha)\beta = b_{k+\ell}c_m\beta = \overline{c} > \partial_3(\alpha\beta)$$

and the equality (2) does not hold again.

So the map ∂_2 on the subsemiring of the triangle consisting some of the endomorphisms of type (b,c,c) or (a,c,c)) is not a derivation.

Let us denote by $\mathcal{D}_\rfloor$ the subset of $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ consisting of all elements of $\mathcal{TRAP}\{\overline{a},\overline{b},b_{b+1}c_{n-b-1},a_{b+1}c_{n-b-1}\}$ and all endomorphisms of type (c,c,c). It is clear that $\mathcal{D}_\rfloor$ is a subsemiring of $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$.

Hence, we prove

Theorem 8. *The subsemiring $\mathcal{D}_\rfloor$ of $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ is a maximal ∂_3–semiring.*

4 Subsemirings and ideals closed under derivations ∂_2 and ∂_3

Note that any subsemiring of the triangle $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$ such that

$$R \cap \mathcal{STR}^{(n)}\{a,c\} = \varnothing \ \ (\ R \cap \mathcal{STR}^{(n)}\{b,c\} = \varnothing\ )$$

is not ∂_2–semiring (∂_3–semiring).

In [14] (see the references of [I part]) we consider the discrete neighborhoods $\mathcal{DN}_c^a$ and $\mathcal{DN}_c^b$ which are susemirings of the triangle. With the same reasoning as in the proof of Proposition 5 of [I part] we find

Proposition 9. *The discrete neighborhoods $\mathcal{DN}_c^a$ and $\mathcal{DN}_c^b$ are ∂_2–semirings and $\mathcal{DN}_c^a$ is a ∂_2–ideal of $\mathcal{DN}_c^b$.*

In [I part] we consider the set $I_0 = \{\overline{a},\overline{b},\overline{c}\}$.

Since

1. $\overline{a} < \overline{b} < \overline{c}$,
2. $\alpha\,\overline{a} = \overline{a},\ \alpha\,\overline{b} = \overline{b},\ \alpha\,\overline{c} = \overline{c}$ and $\overline{x}\,\alpha = \overline{y},\ \overline{x},\overline{y} \in I_0, \alpha \in \triangle^{(n)}\{a,b,c\}$,
3. $\partial_2(\overline{a}) = \overline{a}, \partial_2(\overline{b}) = \partial_2(\overline{c}) = \overline{c}$,
4. $\partial_3(\overline{a}) = \partial_3(\overline{b}) = \overline{b},\ \partial_3(\overline{c}) = \overline{c}$

we obtain the following facts

Proposition 10. *The semiring I_0 is a ∂_2–ideal of p_2– semiring $\mathcal{D}_a$.*

Proposition 11. *The semiring I_0 is a ∂_3–ideal of p_3– semiring $\mathcal{D}_c$.*

In [I part] we consider the semiring

$$I_1 = \mathcal{DN}_a^{n-c-1} \cup N^{[b]} \cup \mathcal{DN}_c^a.$$

With the same reasoning as in the proof of Proposition 7 of [I part] we observe the following propositions:

Proposition 12. *The semiring I_1 is a ∂_2–ideal of p_2– semiring $\mathcal{D}_a$.*

Proposition 13. *The semiring I_1 is a ∂_3–ideal of p_3– semiring $\mathcal{D}_c$.*

Proposition 14. *The semiring I_0 is a ∂_2– ideal and a ∂_3–ideal of I_1.*

Conclusion In the two parts of this article we consider the projections on the strings of given triangle and prove that each of these projections is a derivation. Our results yield information about the differential structure (∂–closed subsemirings and ideals) of the triangle.

References

[I part] Trendafilov I., D. Vladeva (2015), ***Derivations in a triangle – I part. The projection on the least string of a triangle is a derivation***, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 65, 1, (2015).

Authors: Dimitrinka Vladeva, assoc. prof., Department "Mathematics and physics", LTU, Sofia, *e-mail:* d_vladeva@abv.bg

Ivan Trendafilov, prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 07.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Георги Бижев

МОДИФИЦИРАНА ПРОЦЕДУРА ЗА КАЧЕСТВЕН КОНТРОЛ НА ДАННИ ЗА РАЗТВОРЕН КИСЛОРОД В ЧЕРНО МОРЕ

Николай Николов, Антония Панделова, Пламен Цветков

Резюме: *В работата е представена модифицирана процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море. Показани са тестовете за качествен контрол, съобразени с регионалните характеристики на Черноморски басейн. Разгледани са флаговете за качество, които се използват при контрола на океанографски данни.Представени са получените контролни карти за концентрацията на разтворен кислород на стандартни хоризонти.*

Ключови думи: *качествен контрол, Черно море, разтворен кислород, контролни кари.*

MODIFIED PROCEDURE FOR QUALITY CONTROL OF DATA FOR DISSOLVED OXYGEN IN THE BLACK SEA

Nikolay Nikolov, Antonia Pandelova, Plamen Tzvetkov

Abstract: *In this work a modified procedure for quality control of data for dissolved oxygen in the Black Sea is presented. The tests for quality control, tailored to regional characteristics of the Black Sea basin, are shown. The flags for quality that are used for monitoring of oceanographic data are considered. The received control chards for the dissolved oxygen concentration of standard horizons are presented.*

Keywords: *quality control, Black Sea, dissolved oxygen, control chards*

1. Въведение

Съвременното разбиране за контрол е свързано с постановката, че той е оценка за съответствие на характеристиките на данните, позовани на някакви конкретни изисквания. Контролът обяснява дали са реализирани поставените цели, изисквания, характеристики и ако не са постигнати, какви ще са отклоненията от тях.

Ключово средство в качествения контрол за изследванията на соленоводните маси е употребата на статистически данни, което дава възможност да се отделят съмнителните или лоши профили [1]. Този резултат предлага немалък архив от данни с голямо качество за типични характеристики на соленоводните маси. Използването на този метод почти винаги е единственото нещо, което се употребява при разпознаването на данните, които са негодни. Качественият контрол тук се основава на съпоставяне изследванията на дадена характеристика с на-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

личните статистически оценки за тази характеристика. За изследванията на физикохимичните характеристики на соленоводните маси се използва статистически метод за качествен контрол на получените данни чрез прилагане на различни процедури, които се изпълняват по строго определен ред.

През 2010 година Международната Океанографска Комисия и Мендународния Обмен на Океанографски данни и информация създават обща работна група, която изменя качественият контрол, който следва набор от процедури [2]. Предложените процедури могат да се използват за обработка на данни за температурата, солеността, разтворен кислород и други, събирани с различни платформи.

Изгоден и сполучлив метод за събиране на данни с дълготрайна информация по цялата дълбочина на морския басейн представлява програмата Арго. Над 450 Арго сонди за профилиране, оборудвани с кислородни сензори са разположени в соленоводните маси по света. Получените данни обаче не всеки път са добри и нерядко се появяват грешки, които могат да бъдат от различен характер. По тази причина е много важно преди самите данни да достигнат до потребителя, да бъдат подложени на процедури за качествен контрол. В момента за океаните и някои регионални морета се използват тестове за качествен контрол в глобалните центрове за обработка на данни.

В Черно море все още не са прилагани тестове за качествен контрол на данните за разтворен кислород, получени от APEX Арго сонди. Целта на настоящата статия е да се предложи модифицирана процедура, с която да се извърши качествен контрол на компилирани данни за разтворения кислород в Черно море.

2. Процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море

Качественият контрол на данни за разтворен кислород се състои от процедури, които са в съответствие с процедурите за качествен контрол на Арго данни на *Ifremer* – Френският морски изследователски институт, който е с най-широк обхват от умения и експертни познания в цял свят [3]. Предложените процедури в [4] са приложими за световния океан. Те трябва да се модифицират съобразно особеностите на Черно море. Предложената тук процедура е съобразена с регионалните характеристики този басейн, които силно зависят от климатични и антропогенни въздействия.

Тестовете за качествен контрол на данните за разтворен кислород могат да се представят във следния вид и последователност:

1. *Идентификация на платформата* – прави се проверка по идентификационния номер на платформата дали изследването на профилите с данни е извършено от една и съща плавателна сонда. Това се извършва с цел да се предотврати обща обработка на данни.

2. *Невъзможно време/дата* – преглежда се времето и датата в началото и края на профила дали са в рамките на изследвания периода и да отговарят на:

- година: да е по-голяма от 2002;
- месец: да е в интервала от 1 до 12;

- часови интервал: от 0 до 23;
- интервал на минутите: от 0 до 59.

3. *Невъзможна позиция* – прави се проверка на позицията на профила:
- географска дължина: между -180° и 180°;
- географската ширина на местоположението: между -90° и 90°.

4. *Проверка за невъзможни стойности на характеристиката в световен мащаб* – прави се проверка дали данните за разтворен кислород са възможни. Това се основава на допустими стойности в световен мащаб (т. нар широки и тесни гранични стойности). Този тест трябва да се приложи към всеки един от профилите, за да се види дали някоя от стойностите излиза от зададения предварително диапазон, в зависимост от океанския (под)регион:
- разтворен кислород: в диапазона от 0.5 μM/l до 600 μM/l.

5. *Проверка за невъзможни стойности на характеристиката в регионален мащаб* – той се основава на процедура 4, но до сега няма направена такава за разтворения кислород в Черно море [5].

6. *Тест за сравнение с други данни за разтворен кислород в Черно море* – прави се сравняване на Арго данни, които са получени, с данни, които вече са известни.

7. *Спайк (Spike) тест* – този тест се нарича още и тест за клин, и показва внезапен (измерен само на дадена дълбочина) скок в стойностите на разтворения кислород. Съществуването му се дефинира като се прави сравнение между тестваната данна V2 с предходната V1 и следващата V3. При получаване на стойност, която е по-висока от праговата VT, то V2 не преминава теста и се счита за клин. На V2 ще се присвои флаг ако е:
- > 50 μM/l за налягане < 500 dbar;
- > 25 μM/l за налягания ≥ 500 dbar.

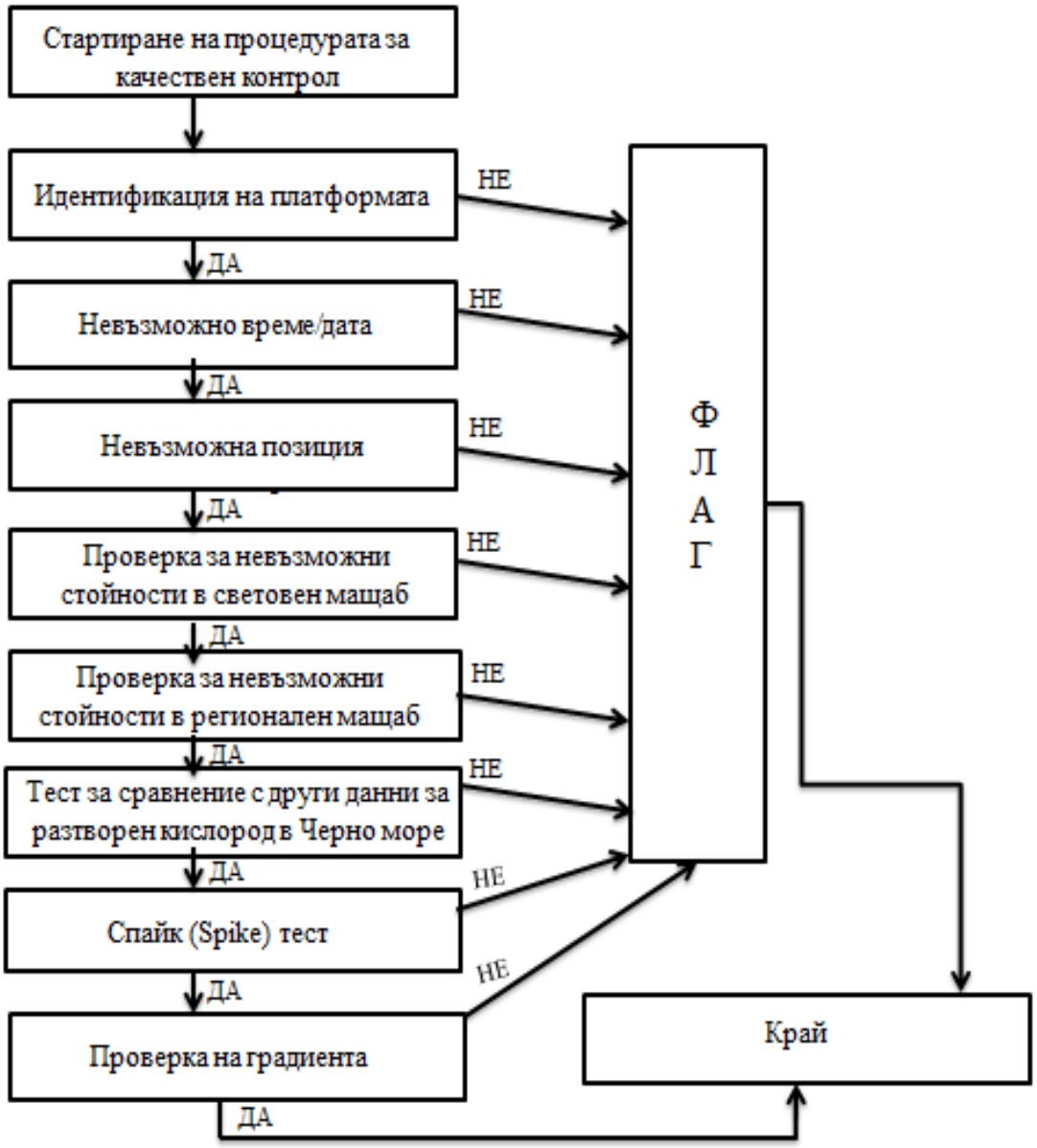
$$\text{Test value} = | V2 - (V3 + V1)/2 | - | (V3 - V1) / 2 |$$

8. *Градиент на разтворения кислород* – изчисляват се вертикалните градиенти на разтворения кислорд, за да може да се установи дали те превишават предварително зададени гранични стойности, които са:
- > 50 μM/l за налягане < 500 dbar;
- > 25 μM/l за налягания ≥ 500 dbar.

$$\text{Test value} = | V2 - (V3 + V1)/2 | ,$$

където V2 е тестваната данна, а V1 и V3 са стойностите над и под тестваната V2. На V2 ще се присвои флаг ако е изпълнено някое от горните условия.

На фиг.1 в схематичен вид са представени отделните стъпки на модифицираната процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море.



Фиг.1. Последователност от стъпки на процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море

3. Флагове за качество

Флаговете за качество се означават с цифри или символи и се присвояват на дадено изследване. Те се употребяват при предполагаемо сортиране на качеството на получените данни и посочват целите и надежността им, при които се прилагат. В зависимост от вида на изследваните данни всяка програма или световен/регионален океанографски център за контролиране на данни дефинира набора от флагове, които могат да се използват. Базирайки се на получените резултати от процедурите за качествен контрол се слагат и съответните флагове.

За целите на изследването се използва система от седем флага за качество, показани в табл.1.

Табл. 1. Флаг за качество на профила

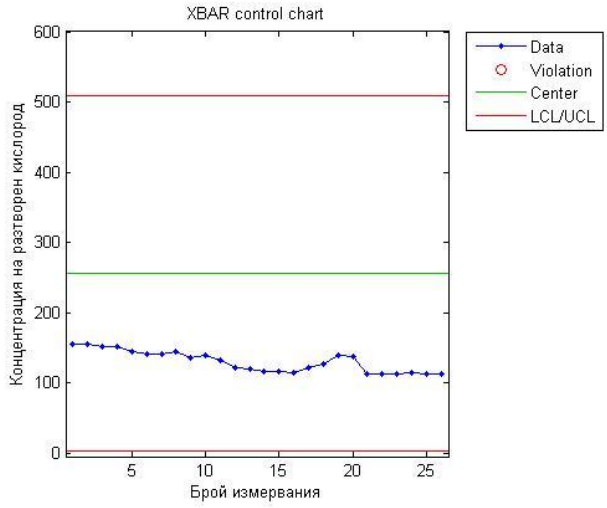
N	Значение
„“	Не е приложен качествен контрол
A	N=100%, Всички нива съдържат добри данни
B	75%≤N<100%
C	50%≤N<75%
D	25%≤N<50%
E	0%≤N<25%
F	N=0%; Нито едно ниво не съдържа добри данни

4. Прилагане на модифицирана процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море

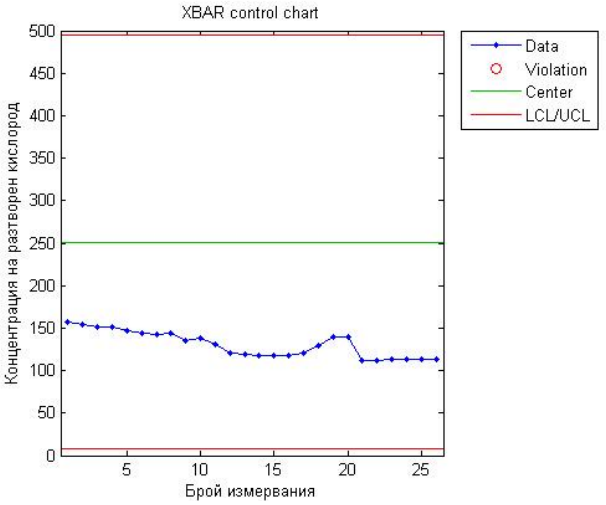
Данните от Арго сонда 6900804 за 26 профила за 2011 година са изтеглени в първоначален вид и са интерполирани на стандартни хоризонти (от 5m до 110). Чрез алгоритъм, предоставен от производителя на оптичния сензор Aandera Optode 3830, се изчислява концентрацията на разтворен кислород. След изчисляване на концентрацията на разтворения кислород се прилага предложената модифицирана процедура за качествен контрол. За извършване на необходимите изчисления и визуализация на резултатите се използва програмната среда MATLAB.

При химичните изследвания се използват $\overline{X}$ карти на средноаритметичните стойности [8]. Тези карти се отнасят за средноаритметичните стойности и показват най-бързо настъпващите промени. За това и тук са приложени именно тези карти. В разглеждания случай за контрол на данни за разтворен кислород се използва средноквадратично отклонение 2σ, а не стандартното 3σ, защото Черноморския басейн се различава от останалите басейни по света поради това, че е безкислороден (концентрацията на разтворения кислород е много по-малка от тази в Световния океан).

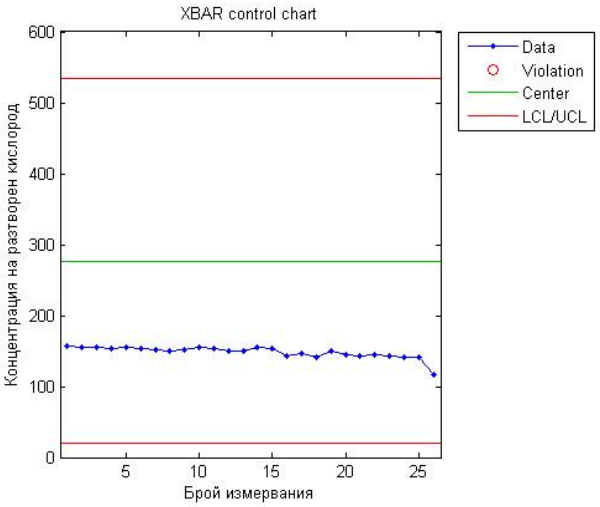
На фиг.2 са представени $\overline{X}$ карти на средноаритметичните стойности на данните за разтворен кислород, получени при проверка на теста за невъзможни стойности в регионален мащаб на стандартни хоризонти от 5m до 110m. За повърхностния слой (0 m) не е представена контролна карта, защото в Арго сондата не е заложена опция за извършване на такова измерване. Чрез разработена функция в MATLAB се изчертават контролните карти. Контролната карта дава горна и долна граница на концентрацията на разтворен кислород на съответната дълбочина. Ако някоя от стойностите за разтворен кислород е извън границите тя се очертава с кръгче. Това означава, че на тази стойност и се присвоява флаг и тази данни не е уместно да се използва в следващи проучвания.



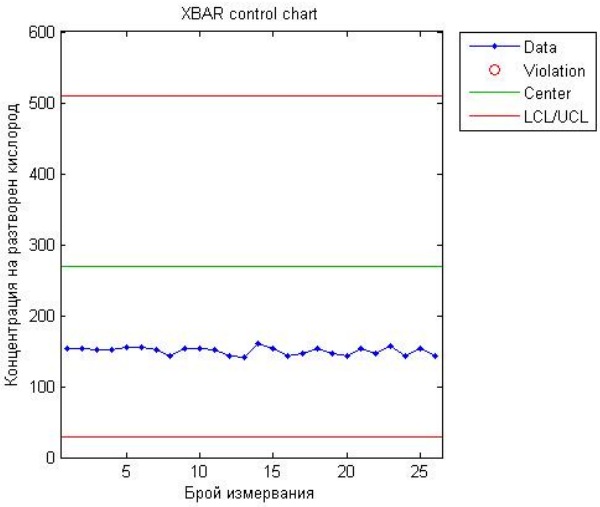
а) на дълбочина 5m



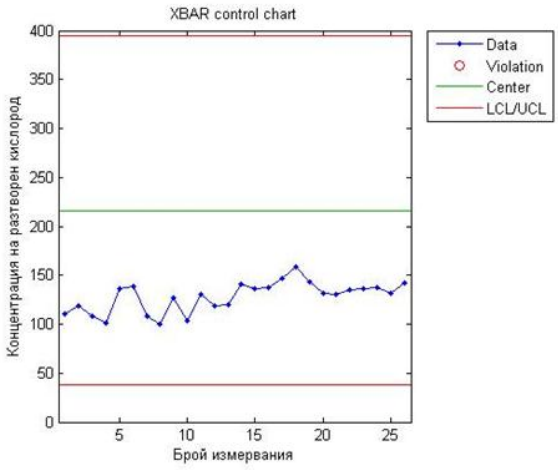
б) на дълбочина 10m



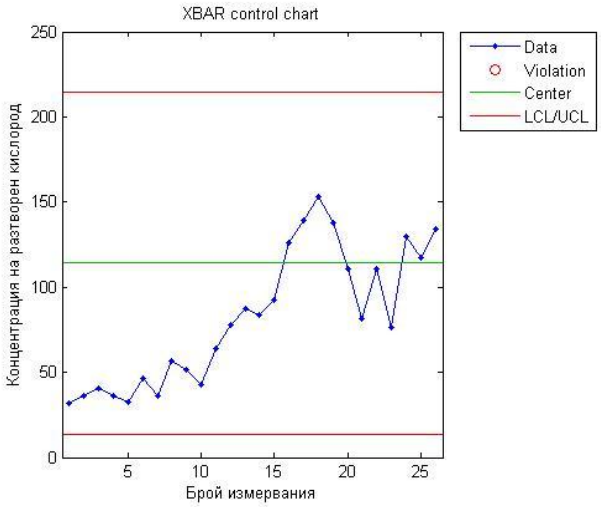
в) на дълбочина 20m



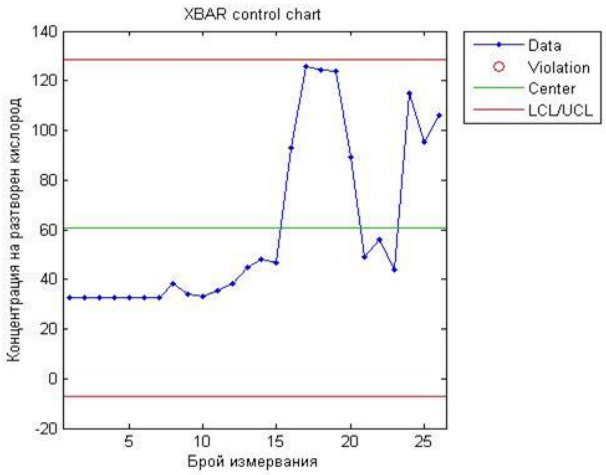
г) на дълбочина 30m



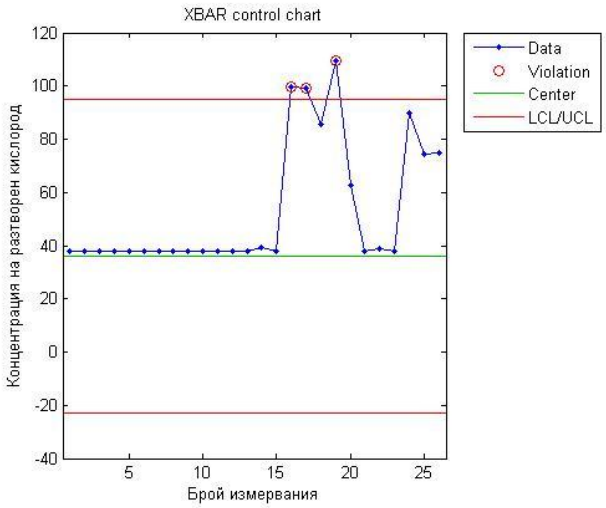
д) на дълбочина 40m



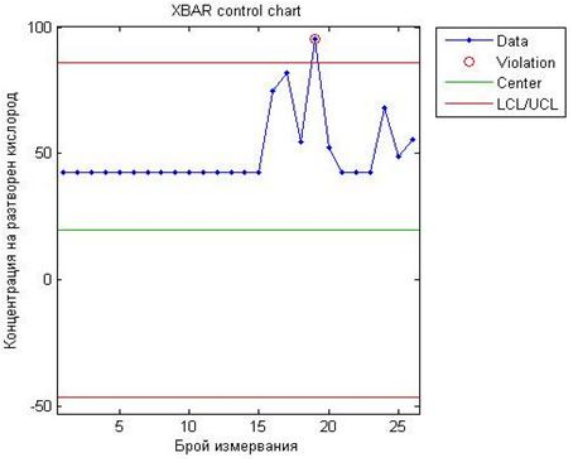
е) на дълбочина 50m



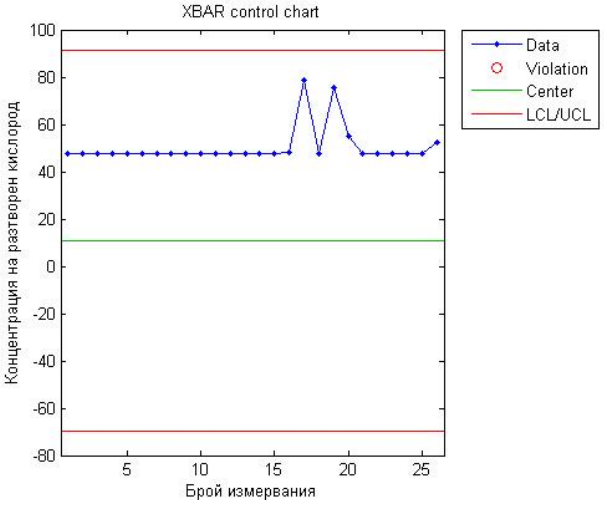
ж) на дълбочина 60m



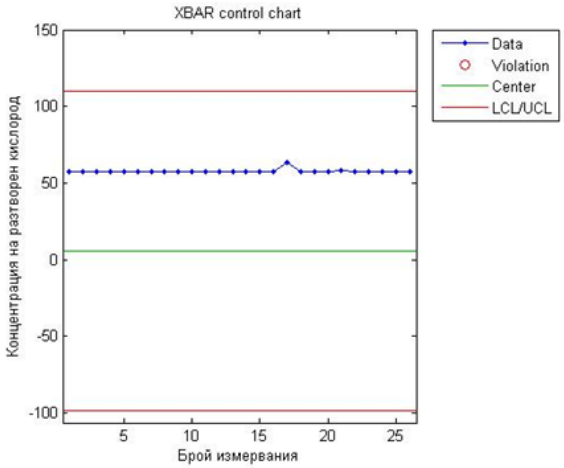
з) на дълбочина 70m



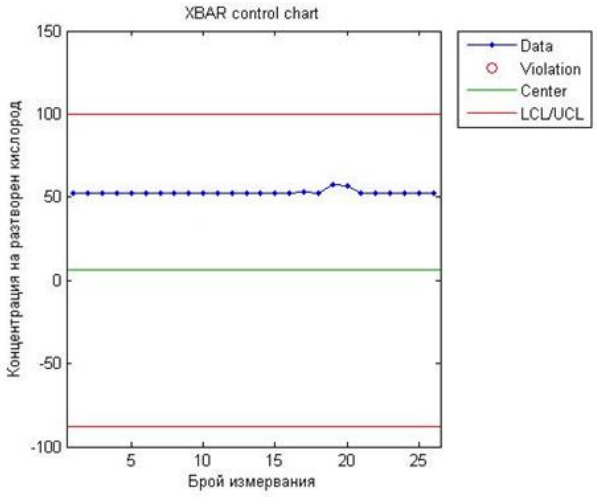
и) на дълбочина 80m



й) на дълбочина 90m



к) на дълбочина 100m



л) на дълбочина 110m

Фиг.2. Контролни карти за концентрация на разтворен кислород за дълбочини от 5m до 110 m

При контролната карта за 70m се вижда, че има 3 стойности, които са извън границите, което от своя страна може да се обобщи по следния начин: 11,5% представляват лошите профили, отговарящ на флаг B, а 89,5% добрите,. На 80m контролната карта показва, че има една стойност, която е лоша (3,86%), а останалите 25 са добри (96,15%). Тази стойност получава флаг B. Всички останали профили са с добри данни и получават флаг A.

10. Заключение

Качествения контрол е от особена важност при изследването на разтворения кислород в Черно море. Предложена е за първи път модифицирана процедура за качествен контрол на данни за разтворен кислород в Черно море. След прилагането на всички тестове за качествен контрол на разтворения кислород в Черно море се установи, че при данните, получени от APEX Арго сонда 6900804 има общо 92,5% добри и 7,69% лоши.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Adrian Bevan, STATISTICAL DATA ANALYSIS FOR THE PHYSICAL SCIENCES, Cambridge University Press, 2013

[2] IOC/MG/22Rev., 2010.

[3] http://wwz.ifremer.fr/institut_eng/The-Institute/Background

[4] Annie Wong, Robert Keeley, Thierry Carval and the Argo Data Management Team, Argo Quality Control Manual, 2014.

[5] M. Milanova, A. Gencheva, E. Peneva and E. Stanev, 2010, Inventory of the Argo data in the Black Sea: usability and quality control, 3rd EuroArgo data users workshop Paris, France, 17-18 June 2010.

[7] Argo quality control manual, 2012.

[8] Prichard, El., Quacha Training Course Book Quality Assurance For Chemical Analysis, SWIFT-WFD, 2004.

Автори: Николай Николов, маг. инж., докторант, катедра „Електроизмервателна техника“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *niki.nikolow87@gmail.com*; Антония Панделова, главен асистент д-р, катедра „Електроизмервателна техника“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *apandelova@tu-sofia.bg*; Пламен Цветков, професор доктор, катедра „Електроизмервателна техника“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *tzvetkov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Резензент:** доц. д-р Р. Делийски

АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ НА МОЩНОСТНИ ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ С ТИРИСТОРИ ЗА СТЪПАЛНИ РЕГУЛАТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Тони Драгомиров, Николай Гуров

Резюме: *В статията са разгледани различни електрически схеми на мощностни превключватели с тиристори за стъпални регулатори на напрежение. Анализирани са предимствата и недостатъците им. Разработени са контактни системи на мощностни превключватели, които да гарантират надеждна работа на тиристорните блокове. Направени са препоръки за оптимален конструктивен вариант на мощностен превключвател с тиристори.*
Ключови думи: *тиристор, мощностен превключвател, стъпален регулатор на напрежение, анализ*

ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF TYRISTOR ASSISTED DIVERTER SWITCHES FOR ON-LOAD TAP CHANGERS

Toni Dragomirov, Nikolay Gourov

Abstract: *The paper dealt with various electrical circuits of tyristor assisted diverter switches for on-load tap changers. Their advantages and disadvantages are analyzed. Contact systems of diverter switches are developed to ensure the reliable operation of thyristor blocks. Recommendations are made for optimal variant of construction of tyristor assisted diverter switch.*

Keywords: *tyristor, diverter switch, on-load tap changer, analysis*

1. Въведение

Номиналното напрежение на електрическата мрежа е един от основните показатели на качеството на електрическата енергия. За неговото регулиране под товар широко се използват стъпални регулатори. При използването на тези устройства за регулиране се превключват отклонения на намотките на трансформатор, чрез което се променя преводното му отношение за да се запази постоянно изходното му напрежение. Превключването се осъществява без да се изключва трансформаторът от мрежата и без да се прекъсва електрическото захранване на консуматорите. В класическите стъпални регулатори превключването под товар се осъществява посредством механични контакти, като по време на процеса на прехвърляне на работния ток от работещото към съседното отклонение се запалва електрическа дъга. Това води до образуване на нагар по контактните повърхности, замърсяване на трансформаторното масло на трансформатора и електрическо износване на контактите, а с това и до рязко намаляване на интер-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

валите за техническо обслужване на трансформаторите със стъпални регулатори на напрежението в сравнение с тези без стъпални регулатори.
Целта на изследванията в тази област е да се удължи интервалът между изключванията за поддръжка и ремонт на стъпалните регулатори (при което се изключват и съответните трансформатори) и този интервал да се доближи и дори изравни с интервала за поддръжка и ремонт на трансформаторите без стъпални регулатори. В този случай поддръжката и ремонта на стъпалния регулатор ще става по време на съответните дейности по трансформатора и ще се намали цената на поддръжката и изключванията за ремонт.
Като едно решение на посочените проблеми се предлагат схеми, които използват тиристори като превключващи елементи. При този вид стъпални регулатори превключването на работния ток между две съседни отклонения става за кратко време при преминаването му през нулевата стойност и е бездъгово. На практика обаче при схемите, които използват само тиристорни контакти възникват много технически и икономически проблеми свързани с работата на сложните и чувствителни електронни системи в загрято трансформаторно масло, както и все още високата цена на електронните схеми и тиристорите. Като допълнителен недостатък трябва да се отбележи недостатъчната надеждност и недопустимо големи загуби на предлаганите на пазара тиристори.
Поради тези причини в практиката са се наложили хибридни стъпални регулатори, които използват основни класически механични контакти за постоянна връзка между съответното отклонение на трансформатора и консуматора и спомагателни тиристорни групи, които се включват за кратко по време на процеса на превключване на отклоненията и осигуряват бездъгово превключване.

2. Мощностни превключватели с тиристори за стъпални регулатори на напрежение

В началото на шестдесетте години на двадесети век Сименс разработи мощностен превключвател с тиристори за стъпален регулатор на напрежение [1]. Той е приложен в трансформатори за електрически локомотиви на фирмата Трансформаторен Юнион. На фиг.1.а [2] е показана електрическата схема на този мощностен превключвател.

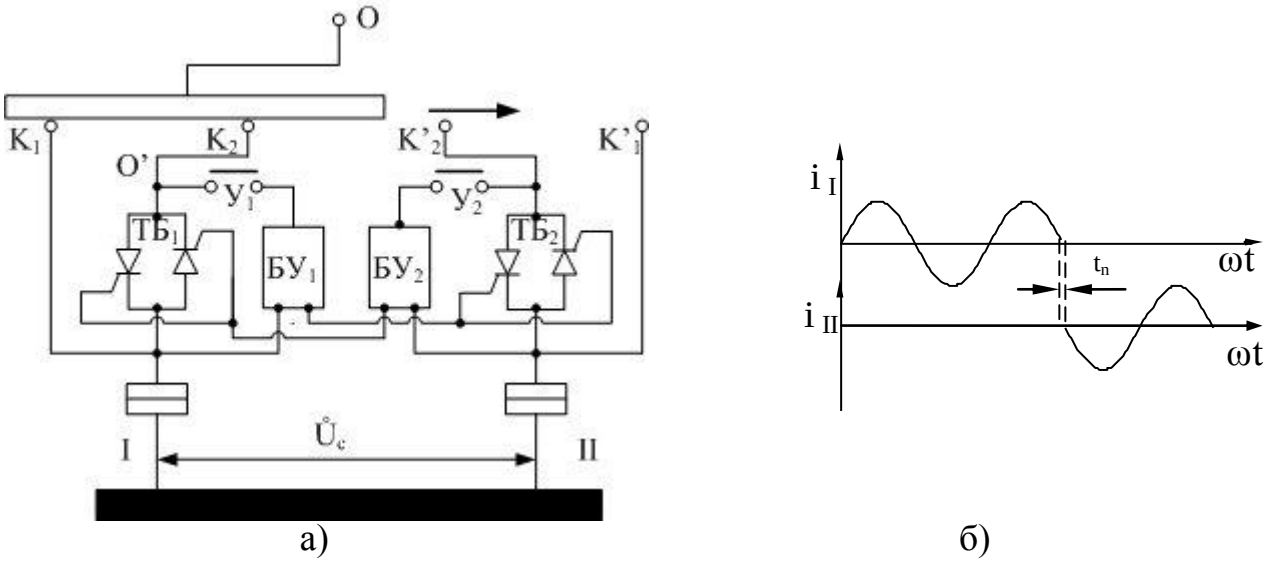
Основните структурни елементи на мощностния превключвател (МП) са:

- Два тиристорни блока $ТБ_1$ и $ТБ_2$ съставени от по два антипаралелно включени тиристора;
- Два управляващи блока $БУ_1$ и $БУ_2$ с управляващи контакти $У_1$ и $У_2$;
- Механична контактна система ($К_1$, $К_2$, $К_2'$ и $К_1'$);

Като предимства на този МП се изтъкват:

– Бездъгово превключване с голям комутационен ресурс без да се замърсява средата, в която е разположен МП;

– Не се използват токоограничаващи резистори или реактори. Прехвърлянето на тока от работещото отклонение (I) към избраното отклонение (II) става при преминаването му през нулева стойност (фиг.1.б)).



а) б)

Фиг.1

От описанието на конструкцията на разглеждания МП в [3] става ясно, че той е разположен във въздух, върху проходен изолатор. Контактната система не защитава от токове на късо съединение и са предвидени предпазители.
Тази конструкция не отговаря на съвременните изисквания.
След този начален период са правени и други конструкции на тиристорни МП, но постепенно те са изместени от МП с вакуумни дъгогасителни камери (ВДК).
За да се търси конкурентноспособна конструкция на МП с тиристори тук ще се разгледат следните въпроси:

- Структурен анализ на МП с тиристори и търсене на оптимална структура. Като начални насоки ще се използват [4] и [5].
- Разработване на контактни системи, които да гарантират надеждна работа на тиристорните блокове. Досега няма известно описание на съвременни механични контактни системи за тиристорни МП.

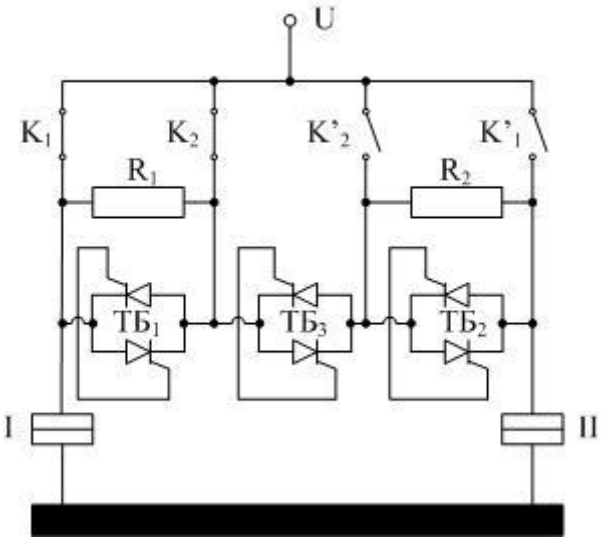
При работа на тиристорните МП трябва да бъде обърнато внимание на някои експлоатационни ограничителни условия, които не са налице при МП с ВДК. Такива са:

– Съгласно международният стандарт IEC 60214-1; 2014 стъпалният регулатор трябва да издържи ток на термическа устойчивост за 2 s равен на десет пъти номиналния ток. Например за номинален ток 1000 A това са 10 кА. Токът на динамическа устойчивост трябва да е съответно 25 кА. Такова натоварване не е допустимо за тиристорите, поради което се налага да има паралелни механични контактни системи.
– МП трябва да издържа експлоатационни пренапрежения от порядъка на 120 кV импулсно и 35 кV за една минута при промишлена честота. Защитата на тиристорите също трябва да се осигури от контактната система.

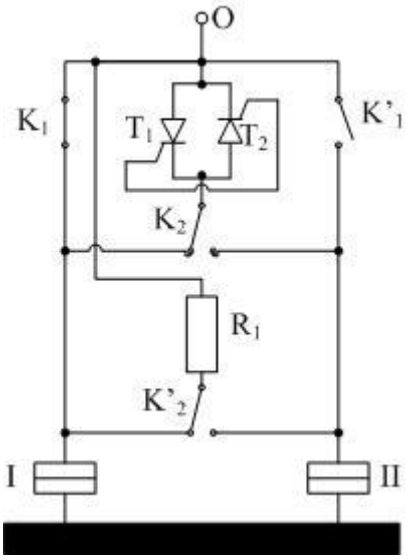
– МП, съгласно стандарта, трябва да може да превключва при околна температура на горещото трансформаторно масло 115°C. Това значително ограничава претоварващата възможност на тиристорите.

Оптимален конструктивен вариант на МП с тиристори се търси, като се използват минимален брой основни структурни единици и контактна система съобразена с ограничителните условия.

Първо ще се анализира дали няма по-добър вариант с друг брой тиристори.



Фиг.2



Фиг.3

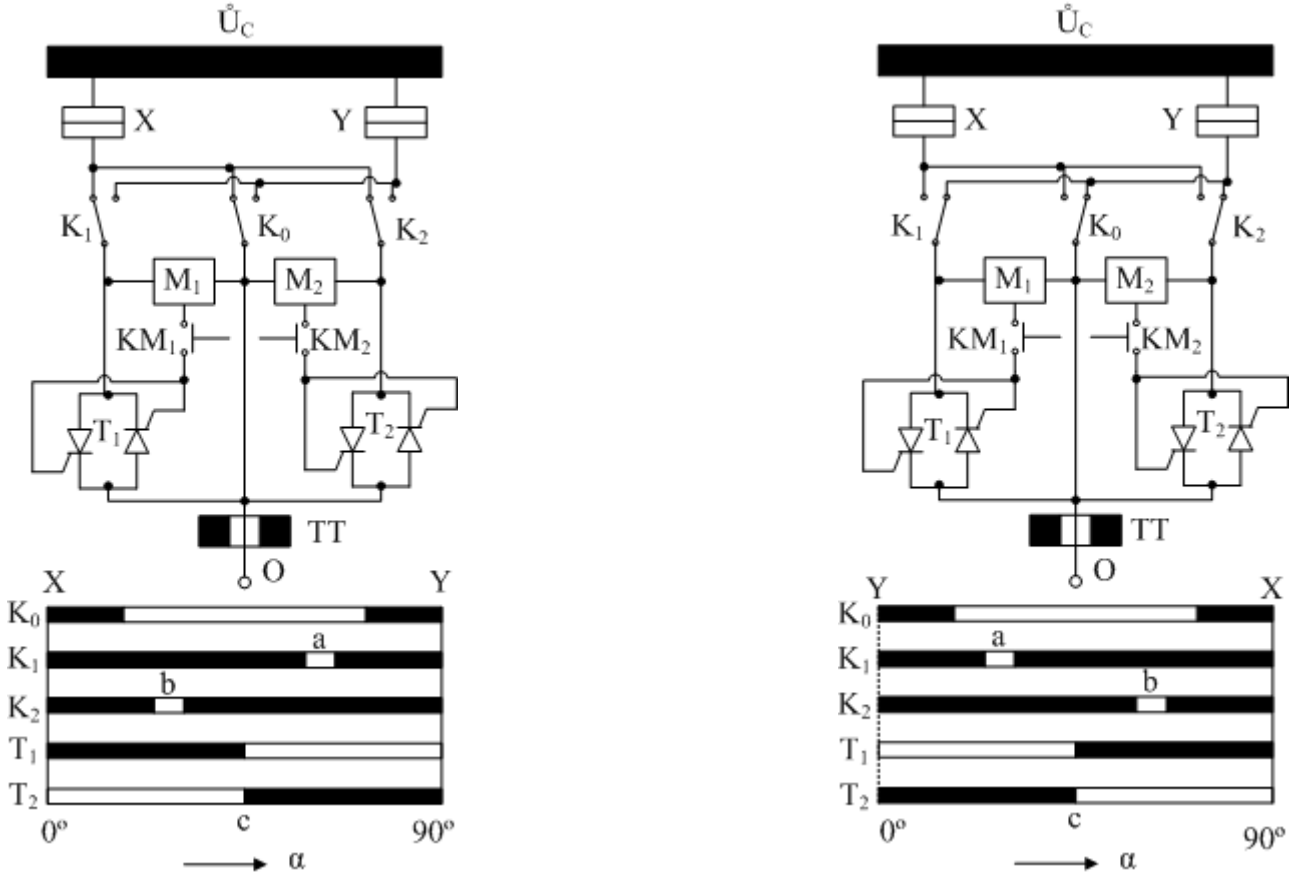
На фиг.2 е представен вариант на МП с три блока тиристори. Той е приложен в класическа конструкция за дъгогасене в масло. Анализът показва, че този вариант не е конкурентноспособен, защото конструкцията е сложна и скъпа.

Схемата от фиг.3 е само с един тиристорен блок, поради което се получава по-компактна и евтина конструкция. Тук обаче контактен възел $К_2'$ включва по време на протичане на циркулиращ ток. При това се получава електрическа ерозия поради вибрациите при включване, като износването на контактните елементи може да е значително. Следователно не се осигурява бездъгово превключване, което прави този по-икономичен вариант неприемлив за практическо приложение.

Изводът е, че оптималният вариант е задължително да има два тиристорни блока. По отношение на управляващите блокове има два варианта [4], [5] – с два управляващи блока и с един управляващ блок.

Тук последователността на превключване е представена чрез циклограми. Това позволява да се синтезира подходяща контактна система, която да се приложи в конкретен МП. На Фиг. 4 е дадена схема с два тиристорни блока, $Т_1$ и $Т_2$, два управляващи модула $М_1$ и $М_2$ с управляващи контакти $КМ_1$ и $КМ_2$ и контактна система. Тя се състои от главен контактен възел $К_0$, който поема токовете на късо съединение и два спомагателни контактни възела $К_1$ и $К_2$ свързани последователно съответно на $Т_1$ и $Т_2$. Контактните възли $К_0$, $К_1$ и $К_2$ са присъединени към две съседни отклонения X и Y на стъпалната намотка. Между X и Y е приложено стъпалното напрежение $U_с$. Разтворите на $К_0$, $К_1$ и $К_2$ осигуряват защита

на тиристорите от пренапрежения. На фиг.4 са показани двете крайни положения на МП, които се сменяват при всяко превключване.

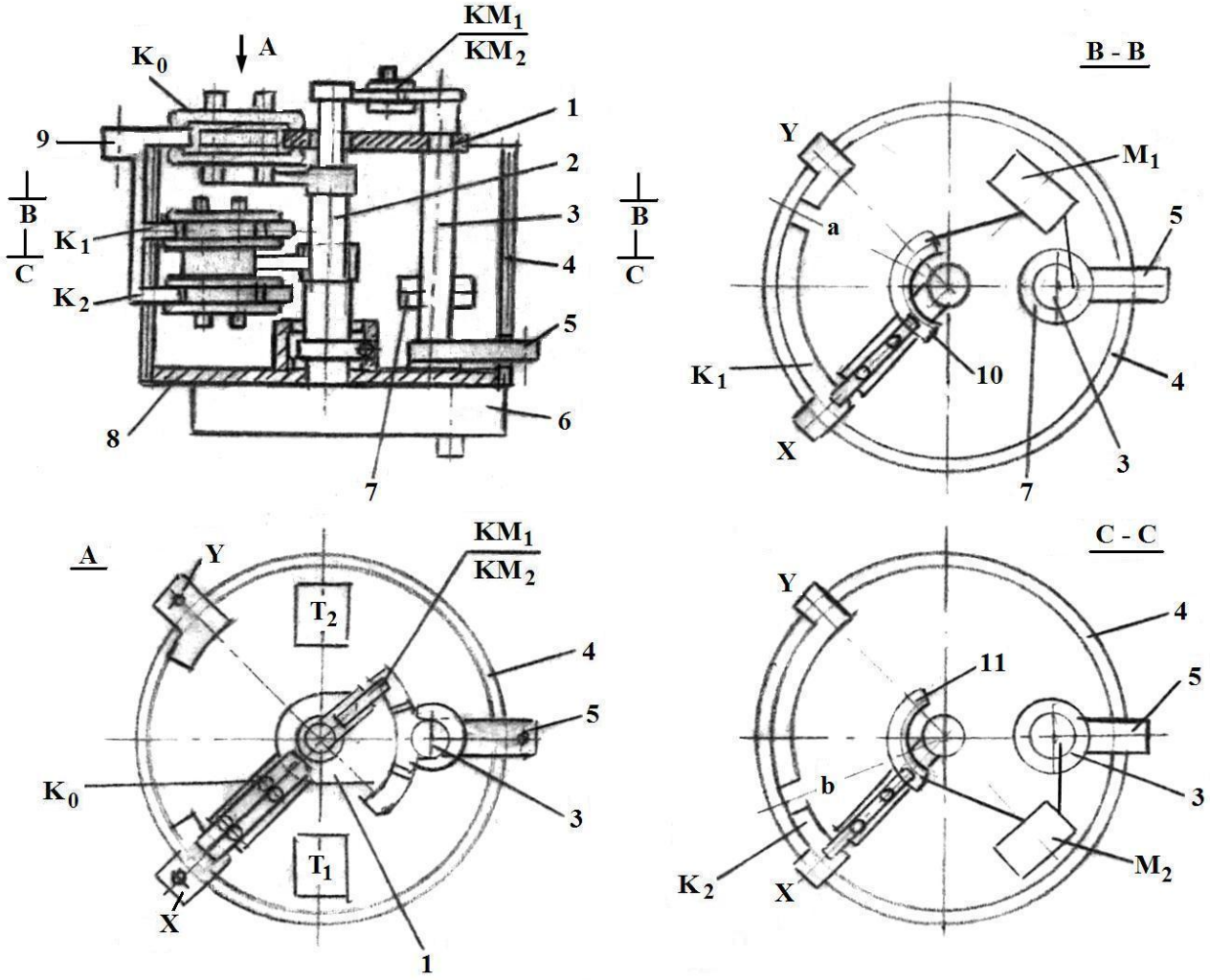


Фиг.4

Циклограмите под електрическите схеми показват кога контактните възли са затворени (потъмнените полета) и кога отворени (белите полета). $К_0$ се отваря в началото и затваря в края на превключването. През този период $К_1$ и $К_2$ се прехвърлят от X на Y и обратно. През периодите „a” и “b” веригите им са отворени и по този начин се избягва стъпалното късо съединение. Тиристорните групи $Т_1$ и $Т_2$ са отпушени (тъмните полета) или запушени (светлите полета). Прехвърлянето на тока от $Т_1$ на $Т_2$ и обратно става в момент „c”. Това се осъществява в рамките на 10 ms, в зависимост от момента, в който токът преминава през нулева стойност.

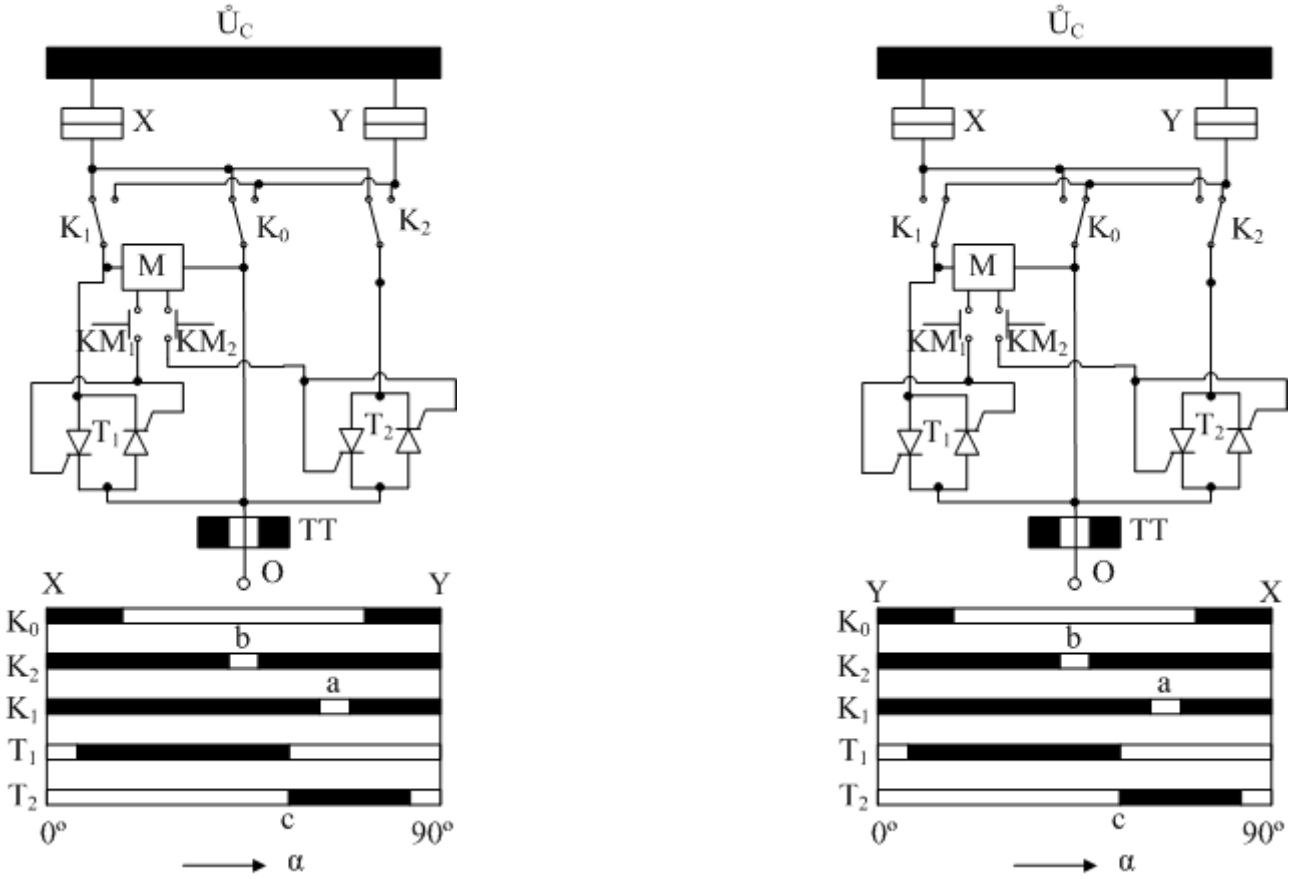
Циклограмите се реализират от МП показан на фиг.5. Той е еднофазен, като контактната система се движи на ъгъл $\alpha=90^0$. Носещата конструкция се състои от метално дъно 8 и цилиндър 4 от изолационен материал. В центъра на дъното 8 е лагерован задвижващ вал 2, към който са монтирани подвижните контактни елементи на $К_0$, $К_1$ и $К_2$. Неподвижните контактни елементи 9 са закрепени към цилиндъра 4 под ъгъл 90^0. Към тях са свързани отклоненията X и Y на стъпалната намотка. Неподвижните контактни елементи на $К_0$ представляват две къси дъги, а тези на $К_1$ и $К_2$ – дълги дъги с прекъсвания „a” респективно “b”. От вътрешната страна подвижният контактен елемент $К_1$ е свързан с къса дъга 10, а $К_2$ – с къса дъга 11. Контактните дъги 10 и 11 са закрепени към дъното 8 чрез изолационни елементи. Съобразно схемите от фиг.4 дъга 10 е свързана с $М_1$, а дъга 11 – с $М_2$. От вътрешната си страна подвижният контактен елемент $К_0$ е

свързан с тоководеща планка 1, закрепена на тоководеща колона 3 с извод 5. Към колона 3 са монтирани неподвижните контактни елементи на $КМ_1$ и $КМ_2$, а подвижните се въртят заедно с вал 2. Токовите трансформатори, от които се формират командите за управление на $Т_1$ и $Т_2$ са означени със 7 (фиг.4) [6]. Скокообразното завъртане на вал 2 от пружинно – енергийния акумулатор 6 на 90^0 в едната, респективно в другата посока осъществява циклограмите от фиг.4.



Фиг.5

На фиг.6 са представени електрическите схеми и циклограмите на МП с един управляващ модул М. Циклограмите са различни и се реализират от МП показан на фиг.7. Той е с аналогична конструкция на МП от фиг.5 и се отличава от него само по оформянето на $К_0$, $К_1$ и $К_2$. $КМ_1$ и $КМ_2$ са същите като на фиг.5. Подвижният мост на $К_1$ е свободно лагерован (15) на вал 2 и може да се колебае на ъгъл около 40^0, който се определя от двете опори 14. Към подвижния контактен елемент на $К_2$ е монтирана дъга 12 с два вертикални щифта 13, които превключват $К_1$ през втората половина на движението. Изолационните междини „a” и „b” на $К_1$ и $К_2$ са разположени в средата на неподвижните им дъги. И в двете посоки на превключване първо се преминава изолационна междина „b”, а след това междината „a”. Преминаването и през двете изолационни междини става когато през тях не протича ток.



Фиг.6

Предимство на схемата от фиг.6 спрямо тази от фиг.4 е, че се използва само един управляващ модул. И при двете схеми прехвърлянето на работния ток от едната тиристорна група към другата става при преминаването на тока през нулева стойност.

При това възвръщащото се стъпално напрежение е дефазирано спрямо тока, поради което в някои случаи скоростта на възстановяване на напрежението върху тиристорите може да бъде значителна.

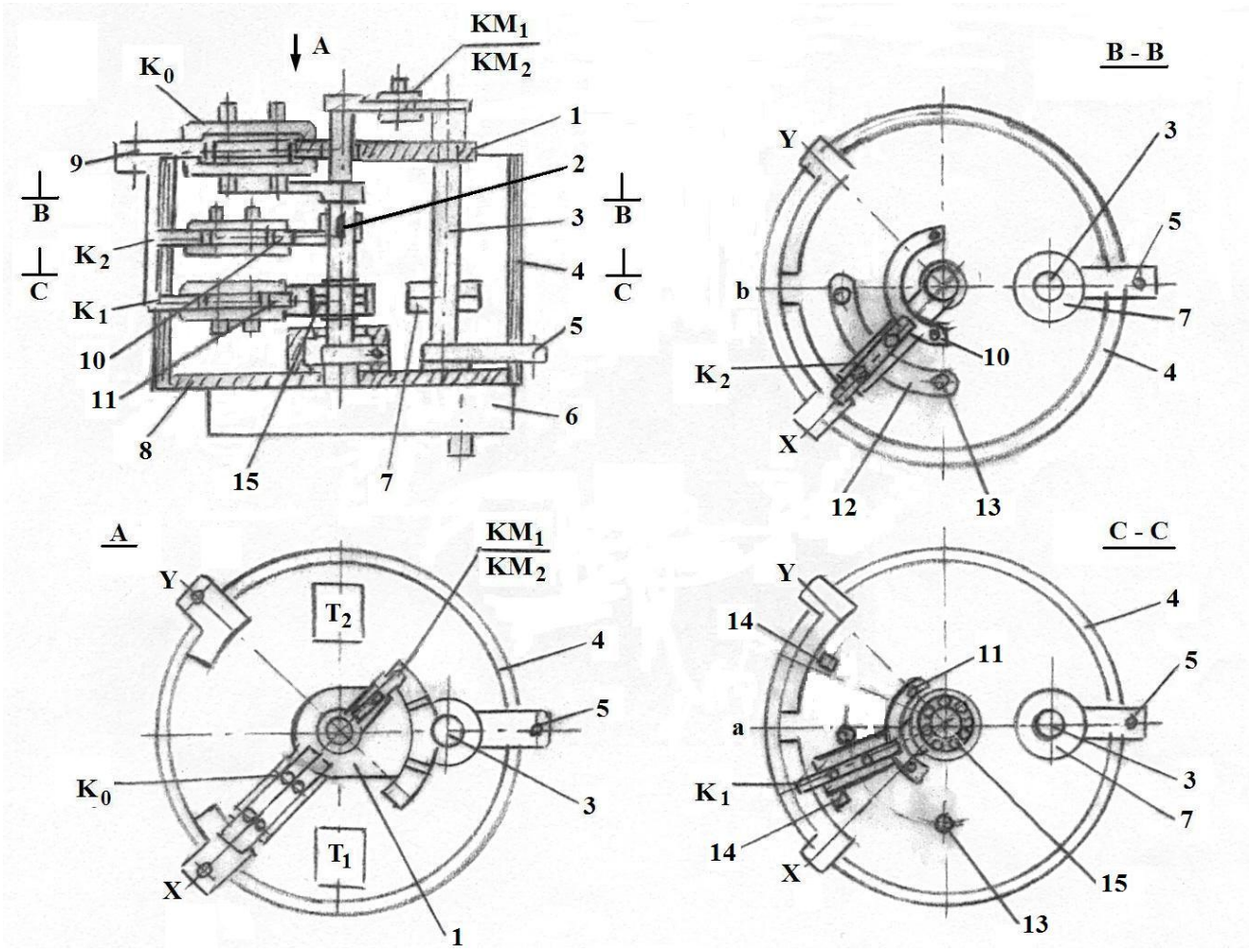
Това съответно увеличава опасността от стъпално късо съединение с тежки последици.

С по-високи надеждностни показатели е схемата на фиг.8, където последователно на T_2 е свързан резистор R. За сметка на един неголям по размери и цена резистор се избягва опасността от стъпално късо съединение.

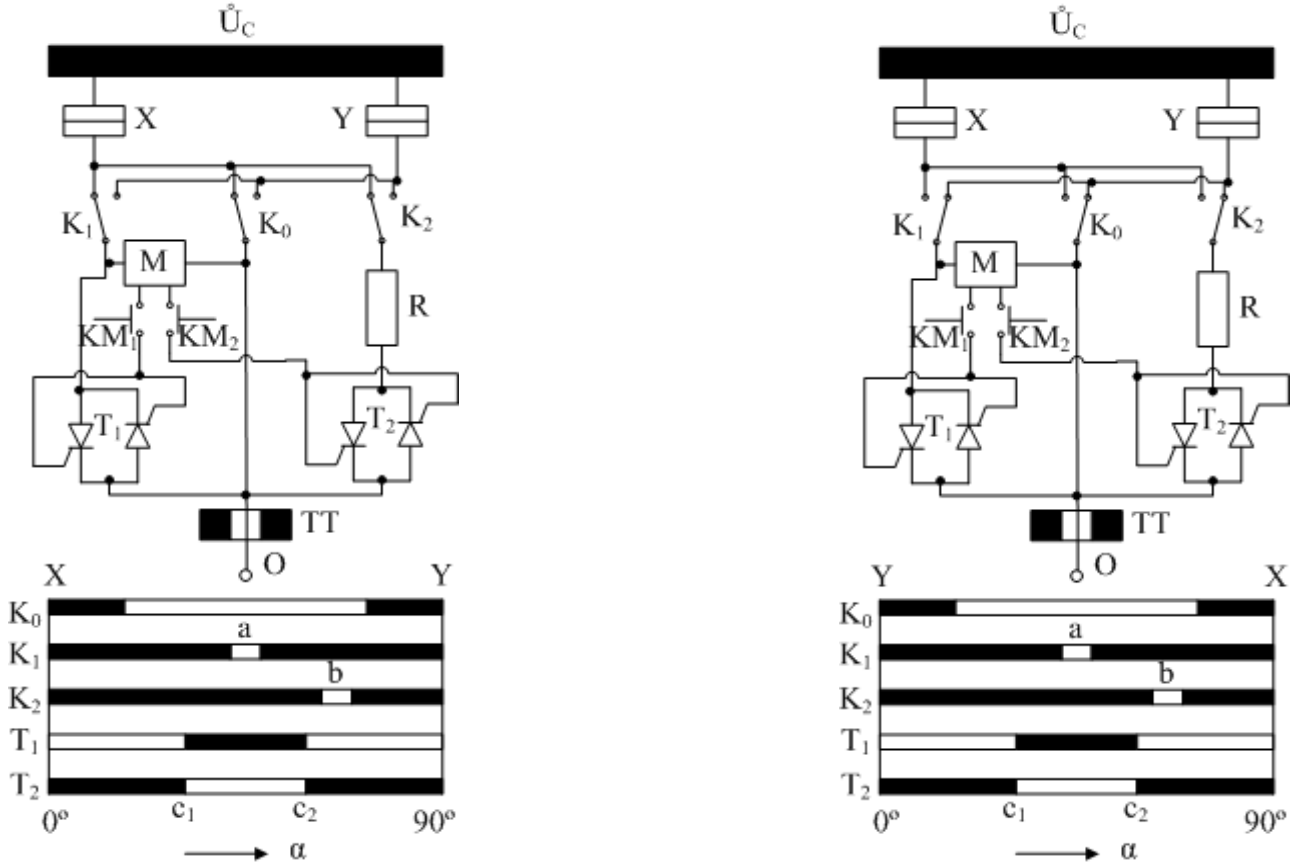
В случая тиристорните групи не превключват по-големи токове и върху тях не въздействат по-големи възстановяващи се напрежения.

Например при МП с номинален ток 1000 А, съгласно IEC 60214-1-2014, трябва да се гарантира превключване на 2000 А.

Ако стъпалното напрежение е 3000 V, за схемите от фиг.4 и фиг.6, ще е налице превключвана мощност 6 MVA. При R=1,5 Ω в схемата от фиг. 8 тиристорните групи T_1 и T_2 ще превключват поотделно 6 MVA, като условията на комутация ще са по-благоприятни.


A
KM1
KM2
K0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
15
B
C
K2
K1
B - B
Y
X
a
b
12
13
14
T1
T2
C - C

Фиг.7


Ůc
X
Y
K1
K0
K2
M
R
KM1
KM2
T1
T2
TT
O
a
b
0°
c1
c2
90°
α

Фиг.8

Електрическите схеми и циклограмите показани на фиг.8 се реализират с МП съгласно фиг.7. Разликата от фиг.6 е, че $К_1$ е съгласно разрез В-В, а $К_2$ - съгласно разрез С-С. Така и в двете посоки първо превключва $К_1$, а след това $К_2$. Схемата за управление е по-различна, като първо става прехвърляне от $Т_1$ на $Т_2$ (точка $С_1$), а след това от $Т_2$ на $Т_1$ (точка $С_2$). При тази схема след затваряне на $К_0$, $Т_1$ продължава да провежда ток и двете вериги ($К_0$ и $К_1$) работят в паралел. Така се повишава номиналният ток на МП. Използването на тиристорните блокове само по време на превключването не дава възможност те да се използват ефективно.

3. Заключение

В резултат на проведения анализ могат да се направят следните изводи:

1. От трите изследвани електрически схеми оптимална е тази от Фиг. 8. Предимства са използването само на един управляващ блок, по-ефективно използване на тиристорните блокове и надеждно превключване.
2. Разработени са мощностни превключватели, които реализират и трите електрически схеми. Предимство е голямата унификация на трите варианта.

Разгледаните варианти на схеми и конструкции осигуряват защита от пренапрежения и токове на късо съединение.

Що се отнася до ограничението регламентирано за горещото трансформаторно масло са известни няколко варианта, които го елиминират:

а) Охлаждане на маслото в съда на мощностния превключвател [7]. Това усложнява и оскъпява стъпалния регулатор.
б) Избирачът и предизбирачът са в трансформаторното масло, а МП е изнесен странично във въздушна среда [8]. Конструкцията е усложнена, а МП има проблеми с изолационните разстояния и климатичните условия на работа.
в) МП е поместен в съд пълен с елегаз (SF_6) [9]. Чрез малко усложнение недостатъците на вариант б) са отстранени.

Най-добрият вариант е така да се конструира и оразмери МП, че да може да работи в горещо трансформаторно масло.

Благодарност

Авторите изказват своята благодарност на Технически университет – София за подкрепата, която оказва в работата им.

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София - 2015 год.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Stein, W. Stufenschalter mit Thyristorlastumschalter für Wechselstorm – Triebfahrzeuge, Siemens – Zeitschrift, Heft 4, April, 1965
[2] Драгомиров Т., В. Хубанов, Стъпални регулатори на напрежение, Техника, София, 1971
[3] Порудоминский В., Устройства переключения трансформаторов под нагрузкой, Энергия, Москва, 1974
[4] Dragomirov T., N. Gourov, Semiconductor Aided On-Load Regulation of Power Transformers, International conference "Elma 2008", Vol. 2, pp 398-401, Sofia, Bulgaria, 2008
[5] Gourov N., Control of On-Load Tap-Changers with Thyristor Aided Diverter Switches, Internmational symposium "Siela 2009" Vol. 1, pp 114-121, Varna, Bulgaria, 2009
[6] А.С. № 21631, кл. $21d^2$, 53/03, България
[7] А.С. № 14187, кл. $21d^2$, 53/03, България
[8] DE 10102310, H01F 29/04 – MR, Германия
[9] Патент № 62107, H01F 29/04, България

Автори: Тони Драгомиров, проф. дтн.; Николай Гуров, гл. ас. катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *nrg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р В. Иванчева

ВИРТУАЛЕН ИНСТРУМЕНТ ЗА ВЪВЕЖДАНЕ НА ДАННИ ОТ ИЗМЕРВАНИЯ В WORD ДОКУМЕНТИ

Божидар Джуджев

Резюме: *В статията е представен виртуален инструмент за въвеждане на данни в word документи. Целта е намаляване грешката от човешкия фактор и подобряване бързодействието при измерване.*

Ключови думи: *- виртуален инструмент, данни, LabVIEW.*

VIRTUAL INSTRUMENT FOR MEASUREMENT DATA INSERTION IN WORD DOCUMENTS

Bozhidar Dzhudzhev

Abstract: *In the paper a virtual instrument for inserting measuring data in word documents is shown. The goal is to reduce the error from human mistakes and to improve the speed of the measurement.*

Key-Words: *LabVIEW, Virtual instrument, data*

1. Увод

На много места въвеждането на данните от измерванията в протокола се извършва ръчно, което води до ниска производителност. Съвременните технологии в измервателната техника дават възможност за автоматизиране на управлението, обработката на резултатите от измерванията и въвеждането на данните в протокола. С автоматизацията се подобрява бързодействието и се намалява вероятността от човешка грешка. Автоматизацията се постига с помощта на софтуер, който управлява процесите, анализира резултатите и ги представя в подходящ вид. Такъв софтуер е LabVIEW.
В статията е показана последователността от стъпки за реализиране на ВИ за въвеждане на данни в word документи.

2. Виртуален инструмент

Новите технологии, съчетаващи компютърна мощност и мрежова комуникативност, създадоха условия за изграждането на виртуална среда. В нея всеки потребител може естествено да взаимодейства с резултатите от измерванията, да

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

избира броя на наблюдаваните обекти и да управлява процеса на измервателния експеримент.[1,2]

Виртуалният инструментариум /ВИ/ все по-широко се използва при индустриални и лабораторни приложения за непрекъснато приемане на данни, наблюдение и контрол на технологични процеси, автоматизация и други. Той включва следните основни елементи: измервателни преобразуватели, изпълнителни устройства, съгласуващи схеми, платки/модули за събиране на данни и управление, компютърна система и софтуер.[2]

Използването на виртуалните инструменти (ВИ) позволява:

- оптимизиране на процеса на провеждане на сложни измервания;
- изключване на рутинни операции на ръчно установяване на режимите на измерване;
- опростена технология по търсене на неизправности в радиоелектронна апаратура;
- автоматизиране на процесът на метрологичните изпитания;
- осигуряване на документиране и запазване на данните от измерванията. [3]

Разработени са различни програмни пакети, ориентирани към създаване и работа с ВИ. Много широко приложение при разработката на виртуален инструментариум е намерил програмният пакет LabVIEW. [3]

LabVIEW (LV) е графично програмируем език от типа „G”, които съдържа богат набор от инструменти за събиране на данни, анализ, представяне и съхранение на данни и резултати, както и инструменти за помощ при създаване на програмата. Програмите и подпрограмите на LV се наричат виртуални инструменти.

Основното предимство на LV спрямо другите среди за разработка е богатата поддръжка на инструментална техника. Програмният продукт е предназначен за комуникации с хардуер от рода на GPIB, VXI, PXI, RS-232, RS-485 и вградени платки за събиране на данни.

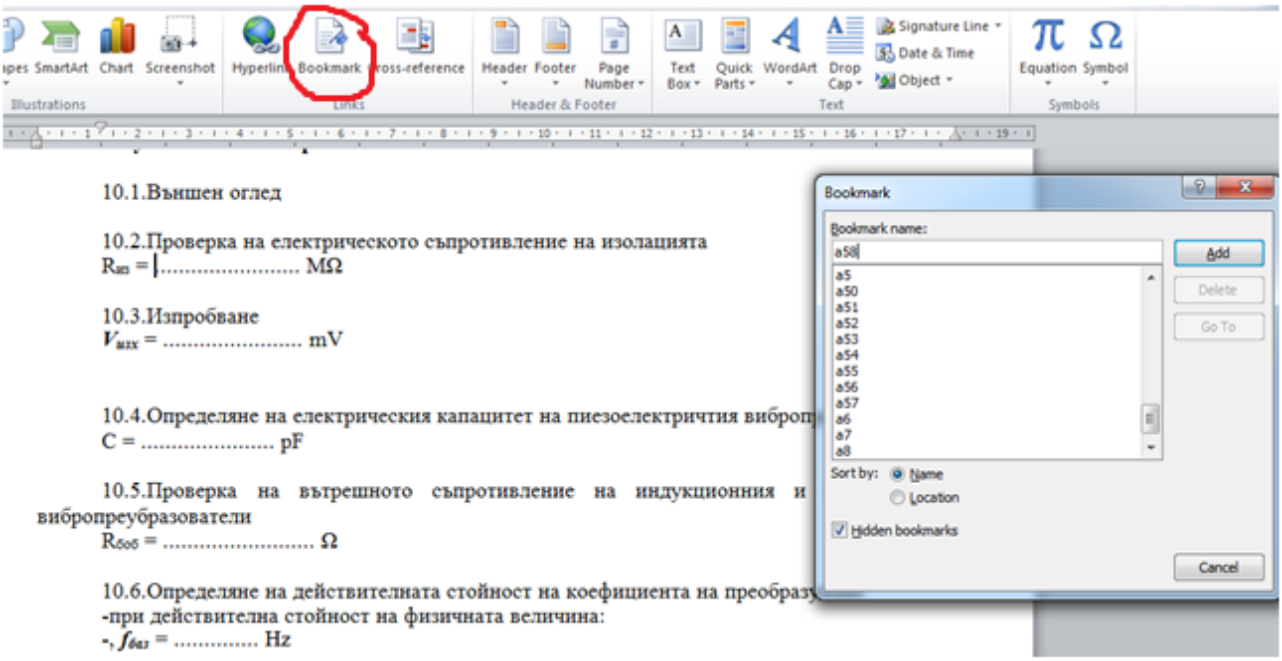
3. Обработка на Word-документи

Преди да се пристъпи към направата на виртуалния инструмент трябва да се извърши предварителна обработка на word документи. Обработката се състои в създаване на места в документа, където ще се въведе информацията.

На фиг.1 е показан word- документ в който ще бъде въведена информацията от измерването. С мишката се маркира мястото, където ще се извършва това. След което се натиска бутон Bookmark (маркиран с червено на фиг.1).

В резултат на което се появява прозорец в които се задава името на тази позиция.

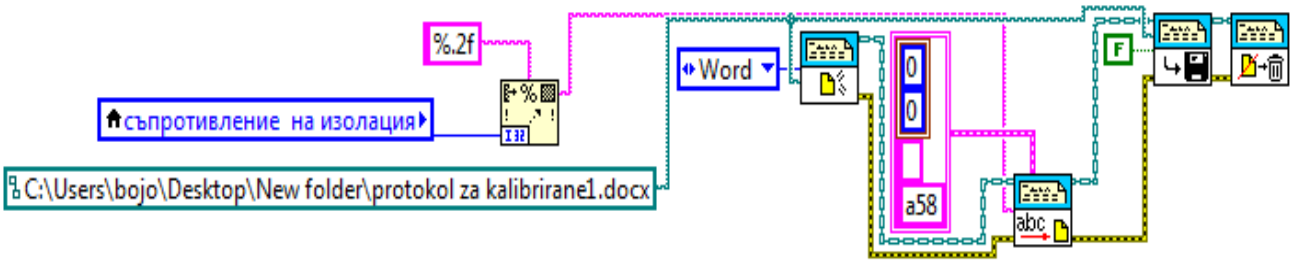
Натиска се бутон Add и вече е създадена маркировката (Bookmark).



Фиг.1. Word-документ преди стартиране на ВИ

4. ВИ за въвеждане на информация в word документи

На фиг.2 е показан ВИ за въвеждане на данни в word документи.

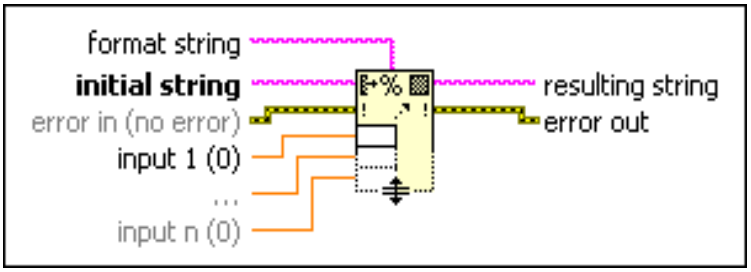


Фиг.2. Блок схема на ВИ за въвеждане на данни

ВИ инструмент се състои от следните блокове:

- блок Format Into String Function

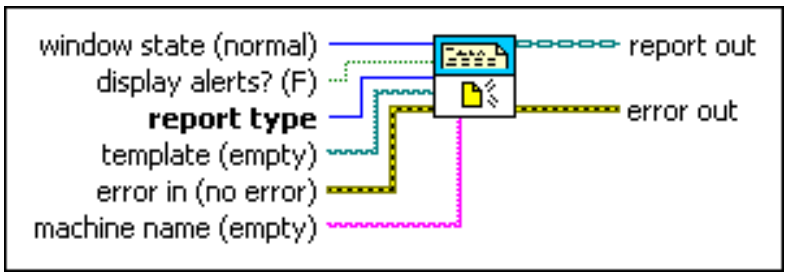
Блокът преобразува числови, логически и други данни в текст.[4]



Фиг.3. Блок Format Into String Function

- блок New Report VI

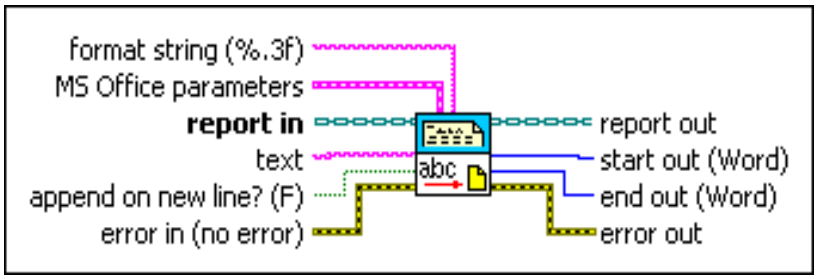
Този блок създава нов доклад. В него се задават типът (excel, word или html) и името на доклада. [4]



Фиг.4. Блок New Report VI

- блок Append Report Text VI

Блокът добавя текст към посочен документ. На входа “text” се подават данните, които ще бъдат въведени в документа.[4]

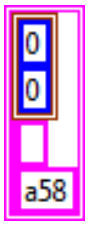


Фиг.5. Блок Append Report Text VI

Създаденият доклад от блока New Report VI се поддава на входа “report in”.

На входа “MS Office parameters” се свързва блок с параметри, които посочват мястото, където ще се въведе информацията.

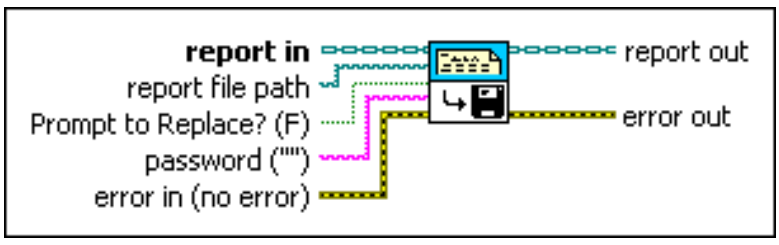
На фиг.6 е показан блокът свързан към входа “MS Office parameters”. В първите три позиции се попълват данни за excel документи. Последната позиция е за word документи. В нея се посочва името на маркировката (Bookmark) в която ще се въведат данни.



Фиг.6. Блок MS Office parameters

- блок Save Report to File VI

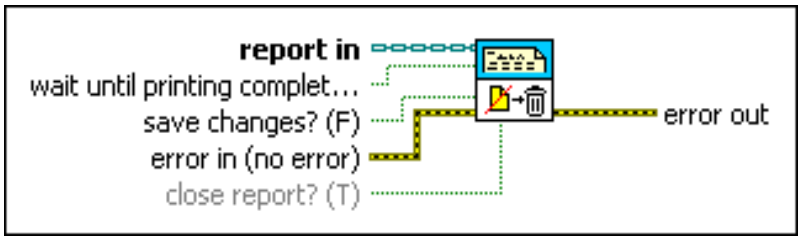
Блокът записва HTML, word или excel документи. На входа “report file path” се посочва новото име на документът. [4]



Фиг.7. Блок Save Report to File VI

- блок Dispose Report VI

Блокът затваря доклада и освобождава своя интерфейс, с което се пести памет. [4]



Фиг.8. Блок Dispose Report VI

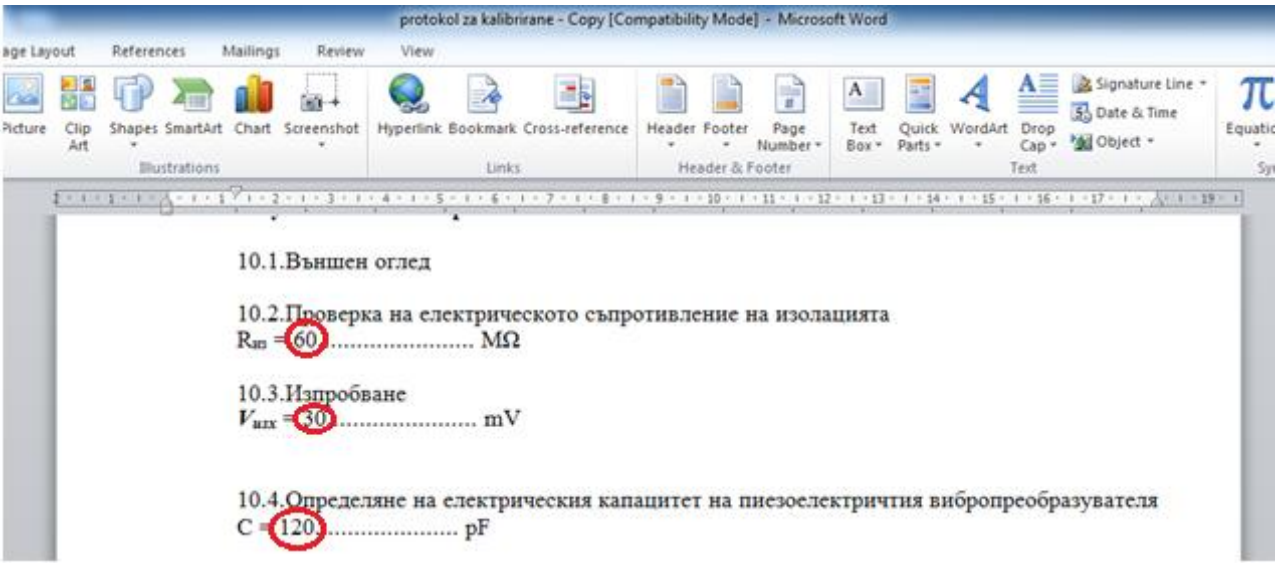
Преди да се стартира програмата операторът въвежда следните данни: име и път до предварително обработения документ, място за въвеждане на информацията в документа, име и път до новия документ.

След стартиране на програмата информацията преминава през блок Format Into String Function и отива в блок Append Report Text VI.

Блокът Append Report Text VI въвежда информацията на посоченото място в документа.

Програмата продължава с блок Save Report to File VI, които записва документа в папката посочена от потребителя и със зададеното от потребителя име.

Накрая програмата стига до блок Dispose Report VI, където доклада се затваря и програмата спира.



Фиг.9 Word-документ след завършване на ВИ

5. Заключение

Разработения ВИ дава възможност да се автоматизират процесите по попълване на документи и да се пренебрегне човешкият фактор в тези процеси. По този начин се подобрява бързодействието и се намаляват грешките при попълването.

Литература

[1] TravisJeffrey, Jim Kring “LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun, Third Edition”, 2006

[2] http://www.ni.com/labview/

[3] DeliyskiR., V. Slavov. Design of virtual instrument for count of defect control charts. CHER21Challenges in Higher Education and Research in the 21st Century” June 4-7, 2013. Sozopol,Bulgaria.

[4] “LabVIEWHelp” на програмата LabVIEW 2011

Автор: Божидар Петков Джуджев, асистент маг. инж., катедра „Електроизмервателна техника“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *bojidar.djudjev@abv.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р В. Славов

ROBUST CONTROL OF MOTION SYSTEMS USING LMI

Mária Hypiusová, Alena Kozáková

Abstract: *The paper deals with state-feedback robust control design for SISO systems in which parametric uncertainties are considered. The LMI approach is used to design a controller with guaranteed quadratic stability, H_2 and H_{inf} performance specification for linear continuous time systems. The methods using YALMIP toolbox with LMI and SeDuMi solver are applied. The practical application is illustrated by the robust control design for a Modular Servo System for control angular velocity and angular displacement.*

Keywords: *Robust control, linear matrix inequality, quadratic stability, H_2 and H_{inf} norm, motion control*

1. Introduction

The fundamental problem in designing control systems consists in accurately controlling outputs of plants whose dynamics contain significant uncertainties. Generally, uncertainties are caused by inherent modelling/identification inaccuracies in any model of a physical plant which often brings about poor closed-loop performance or even instability. Uncertainties can be characterized and modelled in a number of ways; those ones caused by plant parameters varying over some a priori known compact set are denoted as parametric uncertainties.

A possible way of coping with uncertainties is to apply robust-theoretical approach and related robust control design methods. Robust control can be defined as control of systems with uncertain dynamics using fixed-structure controllers to guarantee fulfillment of design specifications for a whole set of possible plant dynamics. A lot of robust control design methods are known from literature, e.g. [1; 4] in both time and frequency domains. In the sequel, focus will be on the optimization-based approach according to which the robust control problem is reformulated to an optimization problem in form of linear matrix inequalities (LMI). LMIs are considered computationally tractable and the respective free solvers (SeDuMi) are available to solve them. However, LMI based solutions inherently include possibility to obtain ambiguous solutions when different solvers or computational parameters are chosen. This happens especially when solving a robust stability problem formulated as a feasibility one.

In this paper three LMI-based robust state-feedback controller design methods for plants with parametric uncertainties have been applied to control a Modular Servo System (MSS) with interval varying parameters. The first method considers quadratic stability and the respective LMI condition [5]; quadratic stability is solved without and with minimization of the trace of the Lyapunov function matrix P. The second

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

and third methods are based on minimization of the H_2 and H_{inf} norms using LMIs [8]. LMIs have been solved in MATLAB using the YALMIP Toolbox [12] with the LMI [7] and SeDuMi [9] solvers. If states of a dynamic system are not available through measurements or some of them are impossible or too expensive to measure, an output-injection observer design has to be included [11]. The three above-mentioned robust state feedback controller design methods, the observer design and a back calculation anti windup scheme as proposed in [6; 2] have been incorporated in the motion control system design.

2. Robust state-feedback control design

In this section, basic notions and main results on robust stability based on Lyapunov stability approach are briefly recalled [4; 8]. Consider the linear continuous time-invariant single input – single output (SISO) system in the form

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t), \qquad x(0) = x_0 \end{aligned} \tag{1}$$

where $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R$ and $y(t) \in R$ are the state, control and output vectors, respectively. The matrices *A*, *B* and *C* are known constant matrices of compatible dimensions. A state-feedback controller in the form

$$u(t) = -Kx(t) \tag{2}$$

is considered. The resulting closed loop respective to (1) and (2) is

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) = A_c x(t) \tag{3}$$

According to the Lyapunov stability theory the closed-loop system (3) is stable if and only if there exists a symmetric matrix $P = P^T > 0$ such that

$$A_c{}^T P + PA_c < 0 \tag{4}$$

Inequality (4) is special form of a linear matrix inequality appropriate also for uncertain systems. Consider the uncertain plant to be modelled using interval model in the form

$$\mathbf{G}(s) = \left\{ \frac{B(s)}{A(s)} : (B(s), A(s)) \in (\mathbf{N}(s), \mathbf{D}(s)) \right\} \tag{5}$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{N}(s) &= \left\{ B(s) : b_0 + \ldots + b_m s^m, b_i \in \langle \underline{b}_i, \overline{b}_i \rangle, i = 0,1,\ldots,m \right\} \\ \mathbf{D}(s) &= \left\{ A(s) : a_0 + \ldots + a_n s^n, a_i \in \langle \underline{a}_i, \overline{a}_i \rangle, i = 0,1,\ldots,n \right\} \end{aligned} \tag{6}$$

and a parameter box is defined as follows

$$\Pi = \left\{ a,b : a \in R^{n+1}, b \in R^{m+1}, a_i \in \langle \underline{a}_i, \overline{a}_i \rangle, i = 0,\ldots,n; b_j \in \langle \underline{b}_j, \overline{b}_j \rangle, j = 0,\ldots,m \right\} \tag{7}$$

The interval model (5) can be rewritten to the uncertain state space model. For example, if using the controllable canonical form the matrix *B* is invariable. Then the state space interval system can be described by a polytope of linear interval systems, which is obtained by a list of its vertices:

$$\{(A_1, B, C_1), \ldots, (A_N, B, C_N)\} \tag{8}$$

where N is number of parameter box vertices (7). Generally, such a polytopic description of the uncertain plant is beneficial in that it yields less conservative controller design results than if using other uncertainty descriptions [5].

2.1 LMI-based state-feedback robust control design using quadratic stability

Design of state-feedback robust controllers uses polytopic description of uncertain system and quadratic stability. The closed-loop uncertain system respective to (1), (2), (8) is

$$\dot{x}(t) = (A_i - BK)x(t) = A_{c_i}x(t) \quad i = 1,\ldots,N \tag{9}$$

The state-feedback control design algorithm is based on the following theorem.

Theorem 1. The polytope system (9) is quadratically stabilizable if there exist a matrix $K \in R^{1\times n}$ and a symmetric positive definite matrix $P \in R^{n\times n}$ satisfying

$$(A_i - BK)^T P + P(A_i - BK) < 0, \quad i = 1,2,\ldots,N. \tag{10}$$

The matrix inequalities (10) can readily be transformed into LMIs [5] yielding the following control design algorithm to guarantee quadratic stability.

Algorithm 1a (Quadratic stability):

Solve LMIs (11) for unknown symmetric positive definite matrix $Q \in R^{n\times n}$ and a full matrix $Y \in R^{1\times n}$.

$$\begin{aligned} &A_i Q + QA_i^T - BY - Y^T B^T < 0, \quad i = 1,2,\ldots,N \\ &Q > 0 \\ &Q = P^{-1} \\ &Y = KP^{-1} \end{aligned} \tag{11}$$

By including minimization of the trace of matrix P (equivalent to minimization of matrix $(-Q)$ trace) to the inequalities (11) the, algorithm 1b is obtained:

Algorithm 1b (Quadratic stability with minimization of trace(P)):

Solve LMIs (12) for unknown symmetric positive definite matrix $Q \in R^{n\times n}$ and a full matrix $Y \in R^{1\times n}$.

$$\begin{aligned} &\min(-trace\, Q) \\ &A_i Q + QA_i^T - BY - Y^T B^T < 0, \quad i = 1,2,\ldots,N \\ &Q > 0 \\ &Q = P^{-1} \\ &Y = KP^{-1} \end{aligned} \quad . \tag{12}$$

The result of both the above algorithms, the state-feedback controller matrix K in the control law (2) is obtained according to

$$K = YQ^{-1}. \tag{13}$$

2.2 LMI-based state-feedback robust design: H_2 controller

Consider the continuous linear time invariant open-loop system

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_u u + B_w w \\ y &= Cx + D_u u + D_w w \end{aligned}, \tag{14}$$

where $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R$, $w(t) \in R$ and $y(t) \in R$ are the state, control, exogenous input and output vectors, respectively. We assume that the system (14) is strictly proper with $D_u = 0$ and consider finite gain, i.e. $D_w = 0$.

The system (14) with state-feedback controller (2) yields the closed-loop system

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A - B_u K)x + B_w w \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{15}$$

The corresponding closed-loop transfer function is

$$G(s) = C(sI - A - B_u K)^{-1} B_w \tag{16}$$

Consider the H_2 performance specification in the form

$$\|G(s)\|_2 \le \gamma \tag{17}$$

H_2 norm is computed using Lyapunov equation

$$(A - B_u K)P_c + P_c(A - B_u K)^T + B_w B_w^T = 0, \tag{18}$$

where $P_c = \int_0^\infty e^{(A - B_u K)t} B_w B_w^T e^{(A - B_u K)^T t} dt$ is the controllability Grammian and hence

$$\|G\|_2^2 = trace\left(CP_c C^T\right) \tag{19}$$

Now consider the polytopic uncertainties in the form:

$$(A, C) \in conv\{(A_1, C_1), \ldots, (A_N, C_N)\} \tag{20}$$

and start with condition (17) analysis. Inequality (17) holds if and only if there exists a K such that

$$\begin{aligned} &trace\left(C_i Q C_i^T\right) < \gamma \\ &(A_i - B_u K)Q + Q(A_i - B_u K)^T + B_w B_w^T < 0 \end{aligned} \tag{21}$$

The trace inequality can be written as

$$trace\left(C_i Q C_i^T\right) < traceW < \gamma \tag{22}$$

for some matrix W such that

$$\begin{vmatrix} W & C_i Q \\ Q C_i^T & Q \end{vmatrix} > 0. \tag{23}$$

The resulting robust LMI-based state-feedback H_2 controller design algorithm is as follows.

Algorithm 2 (LMI–based robust H_2 controller design):

Solve LMIs (24) for an unknown symmetric positive definite matrix $Q \in R^{n \times n}$, a full matrix $Y \in R^{1 \times n}$ and a symmetric matrix $W \in R^{(n-1) \times (n-1)}$.

We obtain the overall LMI formulation for Algorithm 2 for robust state-feedback H_2 controller design:

$$
\begin{aligned}
&\mathit{trace}W < \gamma \\
&\begin{bmatrix} W & C_i Q \\ Q C_i^T & Q \end{bmatrix} > 0, \quad i = 1,2,\ldots,N \\
&A_i Q + Q A_i^T - B_u Y - Y^T B_u^T + B_w B_w^T < 0 \\
&Q > 0 \\
&Q = P^{-1} \\
&Y = KP^{-1}
\end{aligned} \tag{24}
$$

The resulting gain matrix K of the H_2 suboptimal state-feedback controller (2) obtained from the solution of (24) is given by (13).

2.3 LMI-based state-feedback design: H_∞ controller

Consider the continuous linear time invariant open-loop system (14) with the state-feedback controller (2). We assume that (14) is strictly proper ($D_u = 0$). The closed-loop system is

$$
\begin{aligned}
\dot{x} &= (A - B_u K)x + B_w w \\
y &= Cx + D_w w
\end{aligned} \tag{25}
$$

Consider the H_∞ performance specification as follows

$$
\|G(s)\|_\infty < \gamma \tag{26}
$$

Where the H_∞ norm is defined as the worst case gain

$$
\|G\|_\infty = \sup_{\|x\|_2 = 1} \|Gx\|_2 = \sup_{\omega} \|G(j\omega)\| \tag{27}
$$

Contrary to the H_2 norm, computation of the H_∞ norm is iterative. For $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$, the inequality (26) is equivalent to the existence of a symmetric positive definite matrix P satisfying

$$
\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} A^T P + PA + C^T C & PB + C^T D \\ B^T P + D^T C & D^T D - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \\
&P > 0
\end{aligned} \tag{28}
$$

Using the Schur complement inequalities (28) can be expanded as follows

$$
\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} A^T P + PA & PB & C^T \\ B^T P & -\lambda I & D^T \\ C & D & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, \\
&P > 0
\end{aligned} \tag{29}
$$

Consider the polytopic uncertainties

$$
(A, C) \in \mathit{conv}\{(A_1, C_1), \ldots, (A_N, C_N)\} \tag{30}
$$

The next algorithm involves the H_∞ performance specification (26) for the uncertain plant (25) with polytopic uncertainties (30).

Algorithm 3 (LMI–based robust H_{inf} controller design):

Solve LMIs (31) for the unknown symmetric positive definite matrix $Q \in R^{n\times n}$, a full matrix $Y \in R^{1\times n}$ and the scalar $\gamma \in R$.

$$\begin{aligned} &\min \gamma \\ &\begin{bmatrix} A_i Q + Q A_i^T - B_u Y - Y^T B_u^T + B_w B_w^T & Q C_i^T & B_w \\ C_i Q & -\gamma I & D_w \\ B_w^T & D_w^T & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \\ &Q > 0 \\ &Q = P^{-1} \\ &Y = KP^{-1} \end{aligned} \tag{31}$$

The resulting H_{inf} optimal state-feedback gain matrix (2) is calculated according (13).

3. Observer design

In most practical situations it is unusual to have all states of a dynamic plant measurable due to various reasons [11]. In such a case the plant states can be estimated based on available measured outputs using a dynamic observer. Then, the state estimates can be used for the feedback as if they were the actual states, i.e. the control law (2) modified as follows

$$u(t) = -K\hat{x}(t) \tag{32}$$

Using the measured input and output variables $u(t), y(t)$ of a plant the observer generates an estimate $\hat{x}(t)$ of the state variable $x(t)$ in (1) or (14). The state observer is a dynamic system described by

$$\dot{\hat{x}}(t) = A_R \hat{x}(t) + Bu(t) + Ly(t) \tag{33}$$

where $A_R \in R^{n\times n}$, $B_R \in R^{n\times 1}$ are matrices of the state observer, $L \in R^{n\times 1}$ is the output injection matrix.

To ensure that the estimation error $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ with the initial estimate $\hat{x}(0)$ vanishes with time for any $\tilde{x}(0)$, the output injection L has to be selected so that the observer matrix $A_R = A - LC$ is asymptotically stable. By appropriately choosing L, eigenvalues of A_R can be assigned to desired locations if and only if (C, A) is observable.

We consider that the computation of the matrix L is realized using the Ackermann's formula. According to a general rule, to achieve a suitable accuracy in the state estimate the slowest observer pole should have a time constant 5-10 time faster than that of the fastest pole of the plant; however, location of the observer poles has to be chosen carefully to avoid too high gains which may be unfeasible in practice.

4. Anti-windup compensation

When PID control algorithms are used to control plants with saturated input, undesirable nonlinear effects such as windup may occur to avoid the actuator saturation, the

back calculation anti windup scheme proposed by [6] is used in the proposed software tool.
When the controller output saturates, the back calculation does not reset the integral instantaneously but dynamically with a tracking time constant T_t which governs how quickly the integral term is being reset. Smaller tracking time constants reset integrator quicker which may seem to be an advantage at first; it is recommended to choose the tracking time constant between the integral and the derivative time constants [2; 3].

5. Robust motion control design for a Modular Servo System

The Modular Servo System (MSS) consists of the Inteco digital servomechanism and open-architecture software environment for real-time control experiments [10]. The measurement system is based on the RTDAC4/USB acquisition board equipped with a D/A and A/D converters. I/O board communicates with the power interface unit. The whole logic necessary to activate and read the encoder signals and to generate the appropriate sequence of the PWM pulses to control the DC motor is configured in the Xilinx® chip of the RT-DAC/USB board. All functions of the board are accessed from the Modular Servo Toolbox, which operates directly in the MATLAB Simulink environment. The MSS consists of the following modules arranged in the chain: the DC motor with the generator, inertia load, encoder, magnetic brake and the gearbox with the output disk depicted in Fig.1. In our experiment backlash module was not applied.The armature voltage of the DC motor is controlled by a PWM signal v(t) excited by a dimensionless control signal in the form $u(t)=v(t)/v_{max}$. The servomechanism is connected to a computer where a control algorithm is realised based on measurements of the angle and angular velocity.

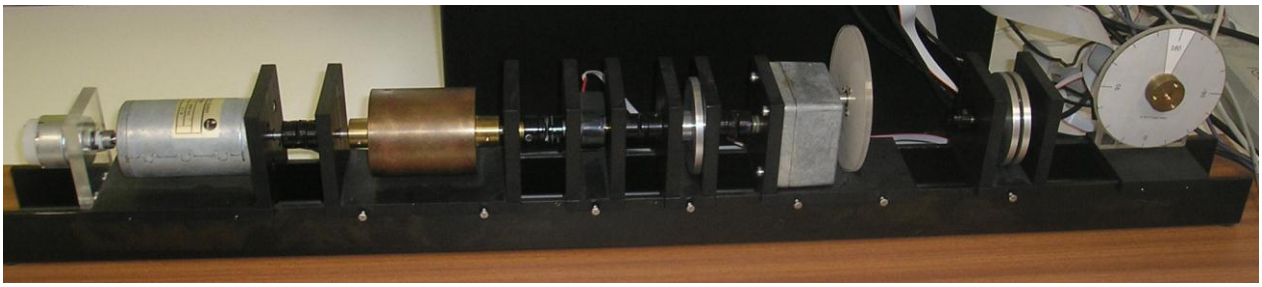


Fig.1. MSS mechanical construction

Table 1. Transfer functions for angular velocity in individual working points

Working point	Manipulated variable *u* [-]	Output variable *y* [rad/s]	Transfer function
1	0.4	47	$G_{p1}(s)=\frac{298.9195}{s+1.7089}$
2	0.6	80	$G_{p2}(s)=\frac{318.6094}{s+1.8255}$
3	0.8	120	$G_{p3}(s)=\frac{259.6302}{s+1.4091}$

Transfer functions for angular velocity have been obtained via identification in three working points; the results are summarized in Table 1. The corresponding interval model in the state space is in form

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) = [-a_0]x_1(t) + u(t) \qquad y(t) = Cx(t) = [b_0]x(t) \tag{34}$$

where $b_0 \in \langle 259.6302, 318.6094 \rangle$, $a_0 \in \langle 1.4091, 1.8255 \rangle$.

If a PI controller of angular velocity is designed to reject the external input (reference/disturbance), the state space model has to be augmented to include its internal model. In case of setpoint tracking the augmented model reads as follows:

$$A_{aug} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}, B_{aug} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, C_{aug} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \tag{35}$$

In such a case the corresponding state-feedback design yields the gain matrix K composed of two parts:

$$K = [K_P \quad K_I] \tag{36}$$

where K_P is the proportional and K_I the integral part of the state-feedback controller.

If a full state-feedback controller of angular velocity is to be designed based just on angular displacement measurements, the state vector is to be estimated. As angular displacement is an integral of angular velocity, nominal transfer function (mean value parameter model from the models in Tab. 1) with integrator was considered as the model of the controlled plant with the poles $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = -1.5905$.

Desired poles of the state observer matrix have been chosen as follows

$$\Lambda_1 = [-15 \quad -15] \tag{37}$$

The resulting output injection matrix is

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0.0996 \\ 0.6302 \end{bmatrix} \tag{38}$$

Table 2. PI controllers of angular displacement designed by LMI approaches

method	minimize	solver	K_P	K_I
QS	no	SeDuMi	$[637.62 \quad 18.742]^T$	3.5923
H_2	-	LMI	$[62.852 \quad 7.1653]^T$	0.14088
H_∞	-	LMI	$[181.24 \quad 17.875]^T$	1.0313

Table 3. PI controllers of angular velocity designed by LMI approaches

method	minimize	Solver	K_P	K_I
QS	yes	LMI	4.9575	0.0768
H_2	-	SeDuMi	2.6326	0.0332
H_∞	-	LMI	2.8547	0.031

The parameters of the angular displacement state controller and angular velocity state control to guarantee quadratic stability (QS) (*Algorithms 1a* and *1b*), as well as the H_2 and H_{inf} controllers (*Algorithms 2* and *3*) were designed. The best achieved results for

the angular displacement and angular velocity are presented in Table 2 and Table 3, respectively.

As the manipulated variable is limited within the interval $\langle -1,1 \rangle$, the anti-windup compensation was activated with $T_t = 0.1$. Experimental results obtained by applying the three designed observer-based controllers to the MSS plant (left) and respective control variable responses (right) are shown in Fig. 2. Closed-loop step responses under the quadratic stability (QS) controller with and without minimization of trace P, and the H_2 and H_∞ controllers obtained by various solvers (LMI and SeDuMi) are compared. Figure 3 show the step responses for designed robust controller (left) in three working points and graphical representation of control variable (right) in three working points for control respective control variable responses.

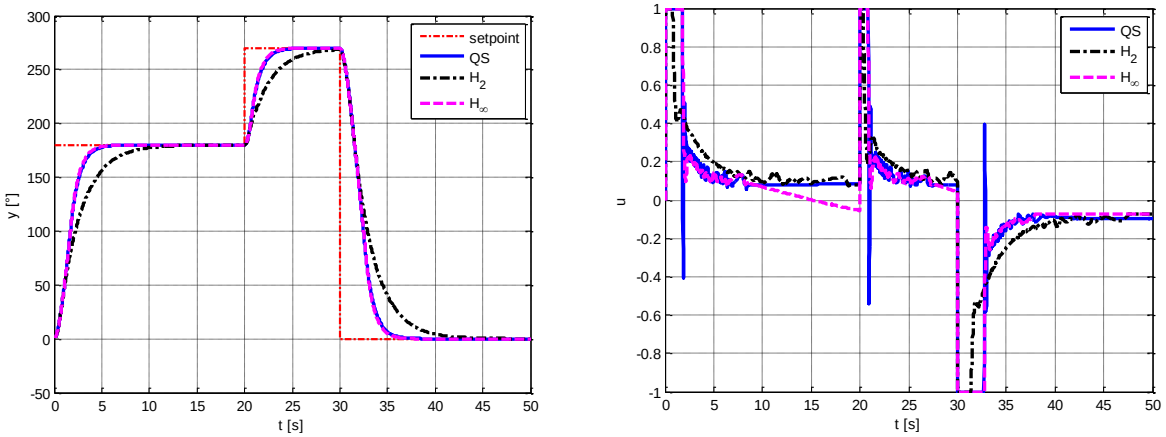


Fig.2. Closed-loop step responses of angular displacement (left) and control variable (right) under individual observer-based state-feedback controllers designed using the LMI and SeDuMi solvers

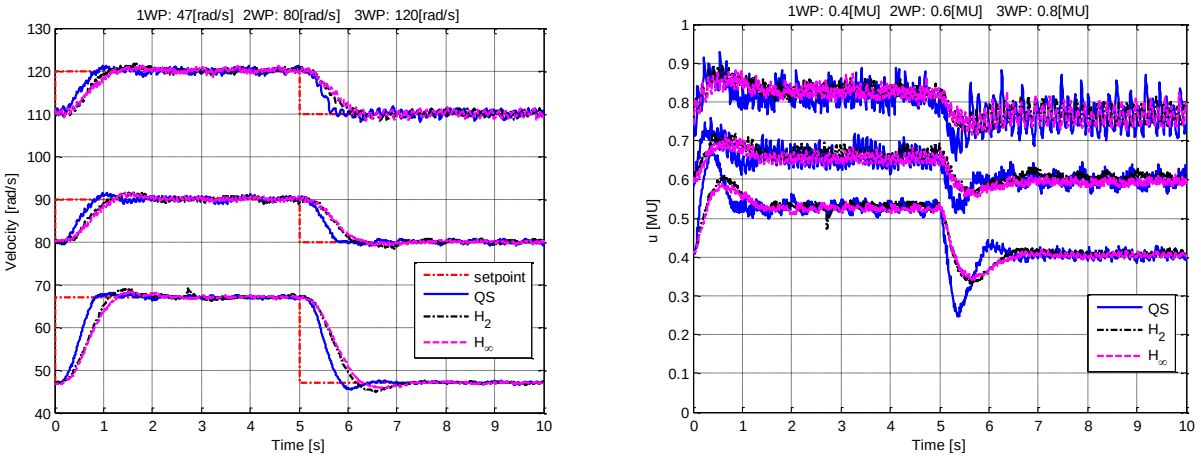


Fig.3. Closed-loop step responses of angular velocity (left) and control variable (right) under individual state-feedback controllers designed using the LMI and SeDuMi solvers

5. Conclusion

The main aim of this paper has been to design the robust state-feedback controllers by LMI approach. Three basic state-feedback control design methods for uncertain continuous-time systems modelled using parametric uncertainties are implemented based

on advanced optimization approaches (YALMIP toolbox with LMI and SeDuMi solvers). Implementation of these approaches to a real plant (angular velocity and observer-based angular displacement control of a Modular Servo System) illustrates effectiveness of the proposed methods.

Acknowledgments

This work has been supported by Scientific Research and Development Agency of the Slovak Republic under grant APVV-0772-12.

References

[1] Ackerman, J. (1997). *Robust Control - Systems with Uncertain Physical Parameters.* Springer-Verlag London Limited.

[2] Åström, K.J., Hägglund, T. (1995). *PID Controllers: Theory, design and tuning.* ISA Pres, Research Triangle Park, North Carolina.

[3] Åström, K.J., Hägglund, T. (2005). *Advanced PID Control.* ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society, Research Triangle Park.

[4] S.P. Bhattacharyya, H. Chapellat, L.H.Keel. (1995). *Robust Control: The parametric Approach*. Prentice Hall.

[5] Boyd, S., L. El Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnam (1994). Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory. *SIAM*, 15.

[6] Fertik, H.A. and Ross, C.W. (1967). Direct digital control algorithm with anti-windup feature. *ISA Trans.*, 6, pp. 317-328.

[7] Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A.K., Chilali, M. (1995). LMI Control Toolbox User's Guide. *The Math Works Inc*.

[8] Henrion, D. (2009). Course on LMI optimization with applications in control. Prague, Czech Republic.

[9] Henrion, D. and Lasserre, J. (2003). Globtipoly: Global optimization over polynomials with matlab and SeDuMi. *ACM Transactions on Mathematical Software*, Vol. 29, No. 2, 165-194.

[10] INTECO. (2007). *Modular Servo System, user manual*.

[11] Lewis, F. L. (1992). *Applied Optimal Control &Estimation*. Prentice Hall.

[12] Löfberg, J. (2004). Yalmip: A toolbox for modelling and optimization in matlab. In: *Proc. Of the CACSD Conference, Taipei, Taiwan.* Available from *http://users.isy.liu.se/johanl/yalmip/pmwiki.php*

Autors:

Mária Hypiusová, assistant professor, PhD; E-mail adress: *maria.hypiusova@stuba.sk*

Alena Kozáková, associate professor, PhD; E-mail adress: *alena.kozakova@stuba.sk*

Institute of Automotive Mechatronics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava, Slovak Republic, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava.

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Tsonyo Slavov

STABILIZATION OF SWITCHED LINEAR CONTROL SYSTEMS IN FREQUENCY DOMAIN

Alena Kozáková, Róbert Krasňanský

Abstract: *The paper deals with a novel frequency domain switched controller design procedure applicable for both SISO and MIMO multi-model systems represented in a LPV-like form. The approach based on the Small Gain Theorem is used to develop a frequency domain condition for closed-loop stability of the multi-model plant in all operation modes, and of switching between individual controllers as well. Using this condition, a decentralized switched controller design procedure based on the Equivalent Subsystems Method is developed guaranteeing specified performance in individual operation modes in addition. To demonstrate applicability of the proposed design procedure for SISO and MIMO systems, two case studies are presented. Effectiveness of the proposed approach has been verified via simulations and experiments on two-model SISO and MIMO plants.*

Keywords: *frequency domain, stability, switched system, Small Gain Theorem*

1. Introduction

Switched systems are encountered in various industrial applications (mechanics, automotive, aircraft and air traffic, switching power converters, and many other fields) and the problem of their control has become an important research topic. Switched systems belong to a special class of hybrid systems consisting of several subsystems described by linear dynamics together with a switching rule defining the active subsystem in each time instant. The most important control objective is to guarantee stability of individual subsystems and of arbitrary switching between them [4]. Main approaches to the design of switched system control design were developed in time-domain; the state-space analysis generally leads to state feedback, static output feedback or high-order dynamic feedback controllers. If the switching signal is not a design variable but belongs to a prescribed admissible set, the problem of feedback stabilization is to find a feedback control law to ensure closed-loop stability under any switching signal. This problem is closely related to the robust control problem of polytopic uncertain linear systems addressable by the Lyapunov approach. Conservatism of these approaches can be reduced using a switched Lyapunov function approach that leads to static output feedback design [6].

The frequency domain methodology proposed in this paper is based on a LPV-like representation of the switched system and the controller combined with application of the Small Gain Theorem (SGT) [3], [7], [8]. Important results on SGT can be found e.g. in [1], [2], [9]. Benefits and drawbacks of the proposed approach are presented by solving two simple insightful examples.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

The paper is organized as follows. Section 2 presents the problem formulation. The recently developed frequency domain switched controller design technique [3] is presented in Section 3. A step-by-step explanation of the proposed approach is provided Section 4 in two case studies dealing with switched controller design for two-model SISO and MIMO plants.

2. Preliminaries and problem formulation

Consider the standard feedback loop in Fig.1 consisting of a continuous-time plant $G(s)$ with m inputs and m outputs ($m \geq 1$), and a controller $R(s)$; w, e, u, d, y denote vectors of reference, control error, control, disturbance and output, respectively.

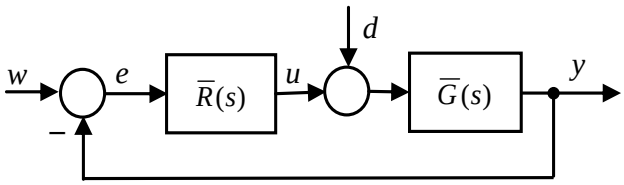


Fig.1. Standard feedback configuration

During operation the plant switches between N different operation modes. Mathematical model of the plant is given in the LPV-like form [3], [7], [8]:

$$\bar{G}(s) = G_0(s) + \sum_{i=1}^{N} G_i(s) q_i,\ i = 1,2,\ldots,N \tag{1}$$

Where $\bar{G}(s), G_0(s), G_i(s)$ are known $m \times m$ transfer function matrices, the scalar $q_i \in \{0,1\}$ indicates the active operation mode (one at a time), hence $\sum_{i=1}^{N} q_i = 1$. According to (1), the plant model in the *k-th* operation mode is

$$\bar{G}^k(s) = G_0(s) + G_k(s) q_k,\ k \in \{1,2,\ldots,N\}$$

The controller for the multi-model system (1) is supposed to have a similar LPV-like form

$$\bar{R}(s) = R_0(s) + \sum_{i=1}^{N} R_i(s) q_i,\ i = 1,2,\ldots,N \tag{2}$$

where $\bar{R}(s), R_0(s), R_i(s)$ are known $m \times m$ transfer function matrices. The controller has to guarantee closed-loop stability in all operation modes and stable switching between individual controllers.

The multi-model system (1) and the corresponding switched controller (2) can be written in the matrix-vector form

$$\begin{aligned} \bar{G}(s) &= G_0(s) + Q^T G(s) \\ \bar{R}(s) &= R_0(s) + Q^T R(s) \end{aligned} \tag{3}$$

where

$$R(s) = \begin{bmatrix} R_1(s) \\ \ldots \\ R_N(s) \end{bmatrix},\ Q = \begin{bmatrix} q_1 I_{m\times m} \\ \ldots \\ q_N I_{m\times m} \end{bmatrix},\ G(s) = \begin{bmatrix} G_1(s) \\ \ldots \\ G_N(s) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} &R_i(s), G_i(s) \in \Re H_\infty^{m\times m},\ q_i \in \Re^1,\ i = 1,\ldots,N \\ &G(s), R(s) \in \Re H_\infty^{Nm\times m},\ Q \in \Re^{Nm\times m} \end{aligned} \tag{4}$$

The respectively adapted block scheme is in Fig.2.

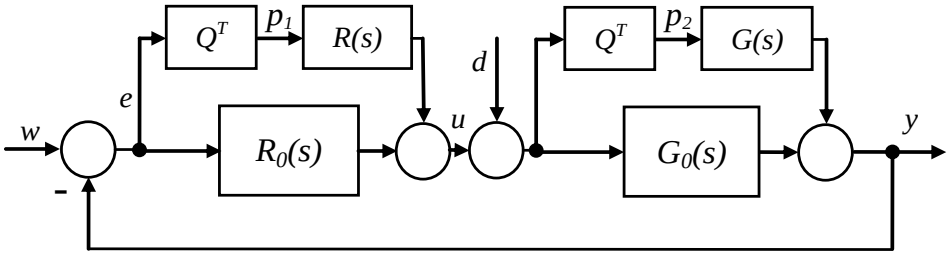


Fig.2. Feedback loop comprising the switched controller (2) and the multi-model system (1)

After recasting the feedback loop in Fig.2 into the one in Fig.3 and applying the Small Gain Theorem (SGT), the frequency domain stability condition for the switched closed-loop system is obtained.

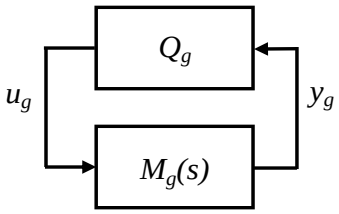


Fig.3. $M_g - Q_g$ structure

where

$$y_g = M_g(s)u_g \tag{5}$$

$$y_g = \begin{bmatrix} e \\ u \end{bmatrix}, \quad u_g = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix}$$

$$M_g = \begin{bmatrix} -G_0\left(I + G_0R_0\right)^{-1}R^T & -\left(I + G_0R_0\right)^{-1}G^T \\ \left(I + R_0G_0\right)^{-1}R^T & R_0\left(I + G_0R_0\right)^{-1}G^T \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$M_g \in \Re H_\infty^{2m\times 2Nm}$$

$$Q_g^T = \begin{bmatrix} Q^T & 0 \\ 0 & Q^T \end{bmatrix}, Q_g \in R^{2Nm\times 2m} \tag{7}$$

Theorem 1 (Small Gain Theorem). [9]

Suppose that the transfer function matrix $M_g(s) \in \Re H_\infty$ and $\gamma > 0$. Then the feedback loop in Fig. 3 is well posed and internally stable for all $Q_g \in \Re H_\infty$ with

$$\left\|Q_g\right\| \le 1/\gamma \text{ if and only if } \left\|M_g\right\| < \gamma \tag{8}$$

$$\left\|Q_g\right\| < 1/\gamma \text{ if and only if } \left\|M_g\right\| \le \gamma$$

Considering the spectral matrix norm $\|A\| = \sigma_{max}(A) = \sqrt{\lambda_{max}(A^T A)}$ we obtain

$$\sigma_{max}[Q_g] = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} q_i^2} = 1 \quad \Rightarrow \gamma = 1 \tag{9}$$

and the resulting stability condition for the feedback loop in Fig.3 is

$$\sigma_{max}[M_g(j\omega)] < 1 \quad \forall\omega \tag{10}$$

3. Switched system controller design

In the sequel, the switched controller for the MIMO plants is designed as a decentralized controller (DC). In individual operation modes (OM) the controllers are designed using the Equivalent subsystems method (ESM) - a Nyquist-based decentralized controller design technique [5] for plant-wide nominal performance and stability. ESM can be applied to design continuous- or discrete-time controllers for plants of any order (including non-minimum phase plants and plants with delay) given by a finite set of transfer function matrices.

3.1 ESM design approach

Consider a complex MIMO system in the standard feedback loop (Fig.1). The system $G(s)$ consisting of m subsystems can be split into the diagonal $G_d(s)$ and off-diagonal $G_m(s)$ parts (Fig. 4), i.e.

$$G_0(s) = G_d(s) + G_m(s) \tag{11}$$

where $$G_d(s) = diag\{G_i(s)\}_{m\times m},\ det\ G_d(s) \neq 0$$

$$G_m(s) = G_0(s) - G_d(s)$$

Entries on the diagonal of $G_d(s)$ are models of decoupled subsystems, $G_m(s)$ collecting off-diagonal entries of $G(s)$ represents interactions between them.

A decentralized controller (DC)

$$R(s) = diag\{R_i(s)\}_{m\times m},\ det\ R(s) \neq 0 \tag{12}$$

is to be designed to guarantee closed-loop stability over the whole operating range of the plant and required plant-wide performance specified in terms of maximum overshoot and required settling time. This problem is dealt using the ESM according to the following steps.

1. *Generating equivalent subsystems* in form of their frequency responses
2. *Specification* of the phase margin Φ_{min} for equivalent subsystems using

$$\Phi \geq 2\arcsin\left(\frac{1}{2M_T^{eq}}\right) \geq \frac{1}{M_T^{eq}}\ [rad]$$

$$M_T^{eq} = \min_{\omega}\{\sigma_{max}(T_N^{eq})\} \tag{13}$$

where M_T is the maximum peak of the complementary sensitivity defined as

$$T_N(j\omega) = G(s)R(s)\left[I + G(s)R(s)\right]^{-1} \tag{14}$$

3. *Generating m equivalent subsystems* using a selected fixed $g_k(j\omega)$ from the characteristic loci $g_i(j\omega), i = 1,\ldots,m$ of the matrix of interactions $G_m(s)$

$$G_{ik}^{eq}(j\omega) = G_i(j\omega) + g_k(j\omega),\ i = 1,2,\ldots,m \quad \forall\omega \tag{15}$$

4. *Designing local controllers independently for each equivalent subsystem* to achieve required phase margin $\Phi_{req} \geq \Phi_{min}$ and a bandwidth ω_{BW} related with the settling time t_S as follows

$$t_s \approx \frac{3}{\omega_0} \text{ for } M_T \in (1.3; 1.5) \tag{16}$$

5. *Verification of achieved performance* in subsystems and plant-wide.

3.2 Controller design procedure

The frequency-domain controller design procedure for switched systems results from the above development.

1. From mathematical models in individual operation modes, the LPV-like model of the switched system (3) is generated.

$G_0(s)$ is calculated e.g. as a mean value parameter model, and $G(s)$ (4) is calculated from differences between the nominal model and models in individual modes.

2. Decentralized controllers for individual modes are calculated according to ESM design procedure described above.

3. From controllers designed individual for operation modes, the controller in the LPV form (3) is generated.

$R_0(s)$ is calculated as a mean value parameter controller, and $R(s)$ (4) is calculated from differences between $R_0(s)$ and the controllers designed for individual operation modes.

4. Closed-loop stability of the switched system is verified; after generating $M_g(s)$ according to (6) fulfilment of condition (10) is tested and if met, stability in individual operation modes and of the switching between individual controllers is guaranteed.

4. Case studies

Case study 1: Switched controller design for a SISO two-tank plant

The first example is borrowed from [3]. Consider a nonlinear SISO two-tank system in a configuration described in Fig.4. Two tanks are situated in different heights and interconnected by a pipe at the bottom of the first tank in the height h above bottom of the second tank. Inflow into the first tank is governed by a pump; valve 1 in the interconnection pipe is fully open and there is a permanent outflow from the tank 2 through the valve 2. The plant input is the inflow rate Q_1 into the Tank 1, the output is the liquid level h_2; Q_{12}denotes the inflow to the Tank 2, and Q_2 the outflow from the Tank 2.

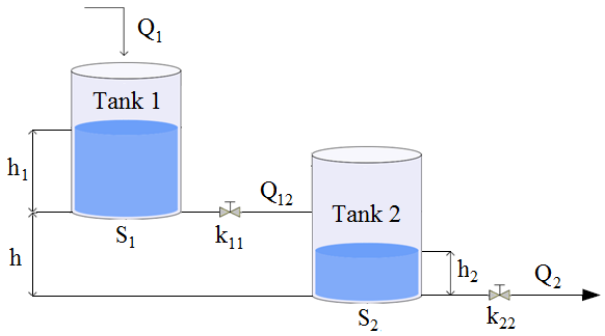


Fig.4. Two-tank system

Depending on the liquid level in the Tank 2, the dynamics of the plant switches between the operation mode without interaction (OM1) and the operation mode with in-

teraction (OM2). In individual operation modes the plant model is described by the transfer functions $\overline{G}^k(s),\ k=1,2$ as follows:

$$\text{OM1: } \overline{G}^1(s)=\frac{0.0164}{s^2+0.0328s+0.000269} \tag{17}$$

$$\text{OM2: } \overline{G}^2(s)=\frac{0.0137}{s^2+0.0412s+0.0001891} \tag{18}$$

The mean value parameter nominal model $G_0(s)$ and $G_i(s)$, i = 1,2 in (1) were calculated according to (3). The objective is to design a switched controller to guarantee closed-loop stability and smooth switching between individual controllers. For each operation mode a PI controller $\overline{R}^k(s)$, k =1, 2 was designed using IMC design methodology (any other controller design method is applicable);

$$\text{OM1: } \overline{R}^1(s)=0.511+\frac{0.00175}{s} \tag{19}$$

$$\text{OM2: } \overline{R}^2(s)=0.49+\frac{0.00132}{s} \tag{20}$$

The resulting affine form of the controller (3) is composed of the following elements

$$R_0(s)=0.5005+\frac{0.001535}{s} \tag{21}$$

$$R(s)=\begin{pmatrix}R_1(s)\\R_2(s)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0.0105+\dfrac{0.000215}{s}\\ -0.0105-\dfrac{0.000215}{s}\end{pmatrix} \tag{22}$$

Next, fulfilment of the SG-based switched system stability condition (10) has been examined. It is evident from Fig.6 that switched system stability condition is satisfied.

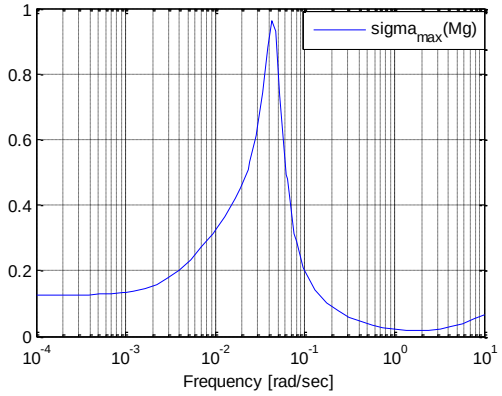


Fig. 5. Verification of the SG-based switched stability condition (10)

Simulation results of the closed-loop step responses during switching between modes are depicted in Fig.6.

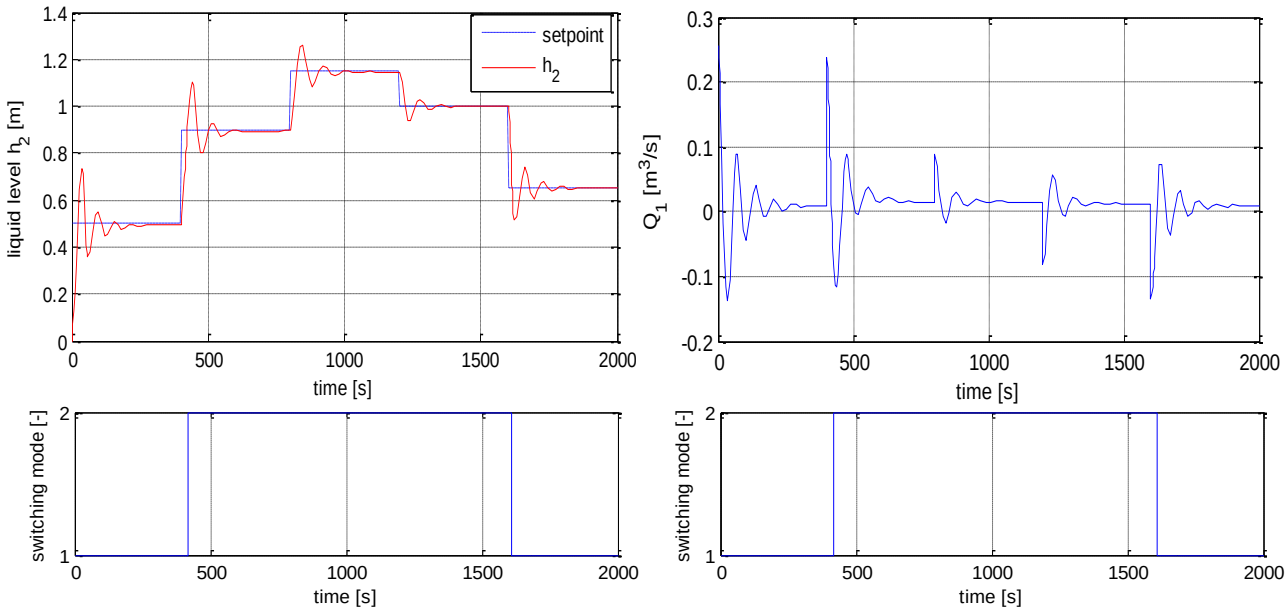


Fig.6. Closed-loop step responses of output, input and mode signal during switching with PI controller

Case study 2: Switched controller design for a laboratory MIMO plant

A laboratory plant is considered consisting from two interconnected DC motors (a two input –two output system); inputs are armature voltages U_1, U_2 (0 to 10V), measured outputs are speeds of individual DC motors ω_1, ω_2 converted to voltages (0 to 10V). Interconnection of the DC motors brings about interactions among plant subsystems. Two operation modes of the plant are considered. In the first mode, both interactions are connected; in the second mode, the interaction $U_2 - \omega_1$ is disconnected. The objective is to design a controller to guarantee closed-loop stability in each operating mode and during switching between individual modes as well. For each OM, mathematical model of the plant was experimentally identified from I/O data and the following transfer function matrices were obtained:

Operation mode 1:

$$\overline{G}^1(s)=\begin{pmatrix} \dfrac{0.06346s+1.3}{1.641s^2+2.382s+1} & \dfrac{0.01814s+0.3667}{5.781s^2+3.812s+1} \\ \dfrac{0.01863s+0.3762}{7.571s^2+4.458s+1} & \dfrac{0.07511s+1.544}{1.354s^2+2.201s+1} \end{pmatrix} \tag{23}$$

Operation mode 2:

$$\overline{G}^2(s)=\begin{pmatrix} \dfrac{0.06058s+1.239}{1.582s^2+2.145s+1} & 0 \\ \dfrac{0.01792s+0.3362}{6.187s^2+4.03s+1} & \dfrac{0.07027s+1.441}{1.219s^2+1.871s+1} \end{pmatrix} \tag{24}$$

Transfer function matrices (23), (24) were rewritten in the LPV form using $q_i \in \{0, 1\}$ to indicate active operation mode

$$\begin{aligned} \overline{G}_1(s)&=G_0(s)+G_1(s)q_1+G_2(s)q_2, \quad (q_1=1,q_2=0) \\ \overline{G}_2(s)&=G_0(s)+G_1(s)q_1+G_2(s)q_2, \quad (q_1=0,q_2=1) \end{aligned} \tag{25}$$

G_0(s) and G_i(s), i = 1, 2 were calculated according to (3). In each operation mode, controller design based on the Equivalent Subsystems Method (ESM) was applied. Related design parameters were $PM_{1_min} = 54.07^0$, $PM_{2_min} = 45.23^0$ and crossover frequencies $\omega_{0_1}=\omega_{0_2}=0.3927$. Required phase margins $PM_{1_req} = PM_{2_req} = 65^o$ were selected. Resulting decentralized controllers $R^i(s), i=1,2$ are composed of the designed local controllers designed for individual equivalent subsystems:

$$\text{OM1:}\quad \bar{R}_1^1(s) = 0.4245 + \frac{0.2581}{s};\quad \bar{R}_2^1(s) = 0.3179 + \frac{0.23}{s}$$

$$\text{OM2:}\quad \bar{R}_1^2(s) = 0.4338 + \frac{0.3139}{s};\quad \bar{R}_2^2(s) = 0.2217 + \frac{0.2838}{s}.$$

The nominal controller R_0(s) and R_i(s), i =1,2 were calculated from controllers $\bar{R}^i(s)$ according to (3).

$$\begin{aligned} \bar{R}^1(s) &= R_0(s) + R_1(s)q_1 + R_2(s)q_2, \quad (q_1 = 1, q_2 = 0) \\ \bar{R}^2(s) &= R_0(s) + R_1(s)q_1 + R_2(s)q_2, \quad (q_1 = 0, q_2 = 1) \end{aligned} \tag{26}$$

Individual entries of the calculated LPV-like representation (26) are summarized in Table 1 (all controllers R_0(s), R_1(s) and R_2(s) are diagonal, composed of local controllers as shown in Table 1). Finally, the closed-loop switched system stability condition (10) is examined in Fig. 8. The switched system is stable in all operation modes including the switching between individual controllers. Simulation results shown in Fig.9 confirm stability and achieving desired performance under set-point changes.

Table 1. Calculated local controllers for (26)

$R_i(s)$	1st subsystem	2nd subsystem
$R_0(s)$	$\frac{0.4292s + 0.286}{s}$	$\frac{0.2698s + 0.2569}{s}$
$R_1(s)$	$\frac{-0.004624s - 0.02791}{s}$	$\frac{0.04809s - 0.02692}{s}$
$R_2(s)$	$\frac{0.004624s + 0.02791}{s}$	$\frac{-0.04809s + 0.02692}{s}$

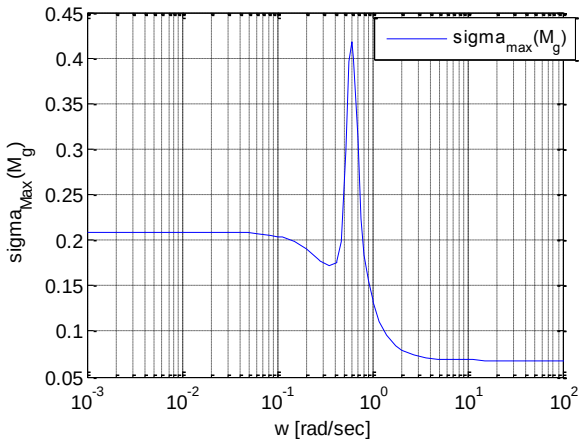


Fig.7. Verification of the switched stability condition $\sigma_{max}[M_g(j\omega)] < 1$

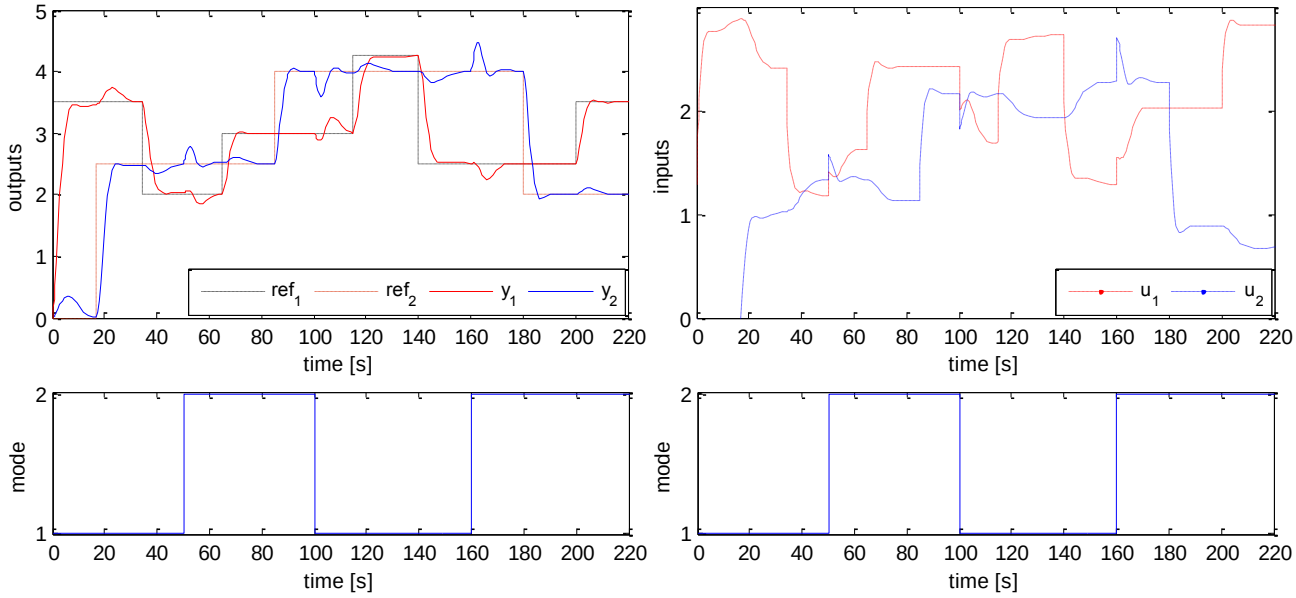


Fig.8. Time responses of plant outputs in individual operation modes

5. Conclusions

The paper presents a switched system controller design in frequency domain. Presented approach based on the Small Gain Theorem is used to develop a frequency domain condition for closed-loop stability of the multi-model plant in all operation modes as well as stability during switching between individual controllers. Using this condition, a switched controller design procedure based on the Equivalent Subsystems Method is developed to guarantee specified performance in individual operation modes in addition. Moreover, proposed design technique was verified on both SISO and MIMO plants with arbitrary number of operation modes. The obtained results show the effectiveness of the proposed approach.

Acknowledgement

The work has been supported by grants of the Scientific Grant Agency of the Ministry of Education, Sciences, Research and Sport of the Slovak Republic No. 1/1241/12, and of the Slovak Research and Development Agency APVV-0772-12.

REFERENCES

[1] Anderson, B.D.O. (1972). ***The small gain theorem, the passivity theorem and their equivalence***, Journal of the Franklin Institute, 293(2), pp. 105-115.

[2] Desoer C.A. and Vidyasagar M. (1975). ***Feedback systems: input-output properties***, Academic Press.

[3] Kozáková, A., Veselý, V. and Krasňanský, R. (2014). ***Switched system controller design: the frequency domain approach***. In 15th International Carpathian Control Conference (ICCC´15). Czech Republic, Velke Karlovice.

[4] Liberzon D. and Morse A.S. (1999). ***Basic problems in stability and design of switched systems***, IEEE Control Systems Magazine,19(5), 59–70.

[5] Rosinová, D., Kozáková, A. (2012). ***Robust decentralized PID controller design***. In Introduction to PID controllers – theory, tuning and application to frontier areas, Part 3 (Multivariable Systems – Automatic Tuning and Adaptation). InTech, Rijeka, Croatia, 133 – 168.

[6] Sun Z. and Ge S.S. (2005). ***Analysis and synthesis of switched linear control systems***, Automatica, 41(2), pp. 181-195.

[7] Veselý, V. and Osuský, J., (2013a). ***Robust control system design in frequency domain***. Archives of Control Sciences, 23 (1).

[8] Veselý, V. and Osuský, J., (2013b). ***Gain scheduling control for DC engine***. Int. Journal on Engineering Applications (IREA), Vol. 2 (No. 3), 89-94.

[9] Zhou, K. and Doyle, J.C. (1997). ***Essentials of robust control***. Prentice Hall.

Authors: Alena Kozáková, Assoc. professor, PhD; Róbert Krasňanský, PhD student; both with the Institute of Automotive Mechatronics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava, Slovakia, E-mail address: *alena.kozakova@stuba.sk*.

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Kamen Perev

SOFT COMPUTING METHODS FOR MODELLING AND CONTROL OF SAFETY-CRITICAL PROCESSES

Štefan Kozák

Abstract: *The paper deals with the design and implementation of an intelligent modular system (IMS) for modeling and predictive decision making supervisory control of certain important critical processes in a nuclear power plant (nuclear reactor) using selected soft computing methods. The developed IMS enables monitoring critical states, safety impact analysis and prediction of dangerous situations. It also recommends the operator possibilities how to proceed to ensure safety of operations, humans and environment. IMS has been tested on real data from a nuclear power plant process primarily used as supervisory information for decision making support and management of critical processes. The core of the proposed IMS is a general nonlinear neural network mathematical model. To predict selected process variables an artificial neural network of multilayer perceptron type (MLP) has been used. The effective Levenberg-Marquardt method was used to train the MLP network. Testing and verification of the neural prediction model were carried out on real operating data measurements obtained from the real nuclear power plant.*

Keywords: *soft computing methods, neural model, multilayer perceptron (MLP), training methods, critical processes, nuclear reactor*

1. Introduction

Many industrial processes include important activities which failure can lead to disasters with huge impact on human lives, health and environment. Such safety critical processes can be found in power, chemistry, gas, and transport industries. In such processes human failure in the management and decision-making can cause irreparable damages to living organisms, technologies and materials, and even threaten the human existence for a long time. To avoid such adverse situations, it is necessary to develop procedures, methods and algorithms to timely identify critical situations and conditions in different processes, and select appropriate strategies and management practices to lead the critical state to operational and safe state. Because industrial processes are complex ones with many inputs, outputs and state variables, optimal decision in critical situations is not trivial, and has to be based on scientific approaches from mathematical modelling that enable to design optimal structure and parameters of the mathematical model. Decision support in critical situations can be based on conventional techniques using deterministic and stochastic modelling methods and measured process data. Conventional approaches are based on modelling and prediction of critical processes primarily based on regression techniques and methods, while

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

newer methods of modelling critical processes used today are based on much more precise techniques and artificial intelligence (fuzzy, neuro-fuzzy, artificial neural networks and genetic algorithms).
Determination of accurate mathematical models from observations of physical processes is an integral part of the general scientific methodology in modeling and control. The use of methods for approximating behavior of general nonlinear dynamic systems has a long history. Conventional models (e.g. Hammerstein, Walsh, Volterra and Wiener models) played very important roles during the past twenty years. The emergence of the artificial neural network (ANN) paradigm as a powerful tool for learning complex mappings from a set of examples has generated a great deal of excitement in using neural network models for identification and control of dynamical systems with unknown nonlinearities (Rumelhart, et al.,1986); (Hagan, et al., 1994). Due to NN approximation capability as well as their inherent adaptivity features, artificial neural networks offer an appealing representation appropriate for modeling and control of nonlinear static and dynamic systems (Hornik, et al.,1989); (Lippmann, 1989); (Siegelmann,1999); (Werbos, 1988).

There are various ANN structures characterized by a network structure, connection patterns (weights), neural activation properties and status-updating or learning rules that modify the weights of the processing elements (neurons). Based on the connection patterns, ANN can be classified in two categories:

- feed-forward networks in which neurons have no loops;
- recurrent (feedback) networks in which loops occur due to feedback connections.

A multilayer perceptron (MLP) is a feedforward artificial neural network model that maps sets of input data onto a set of appropriate output. MLP consists of multiple layers of nodes in a directed graph, each layer fully connected to the next one. Except for input nodes each node is a neuron (or processing element) with a nonlinear activation function. MLP utilizes a supervised learning technique called backpropagation for training the network. A multilayer perceptron (MLP) with a recurrent structure with three layers and adjustable weights is depicted in Fig.1.
In this paper we consider the problem of approximating nonlinear discrete-time dynamic processes using ANN structure. For SISO discrete-time, time invariant nonlinear dynamic system it is expressed by the difference equation

$$y(k) = f\left(y(k-1),\ldots,y(k-n_y),u(k-1),\ldots,u(k-n_u)\right) \tag{1}$$

where $k \in T$ is the discrete time, $u(k) \in R^1, y(k) \in R^1$ are the input and output, at time *k*, respectively, and $f : R^{n_y} x\, R^{n_u} \to R^1$ is an unknown smooth mapping defined on an open set $R^{n_y} x\, R^{n_u}$

Positive integers n_y and n_u denote the maximum lag in the system output and input, respectively. For notational convenience, let $n_z = n_y + n_u$ and

$$z(k-1) = \left[(y(k-1),\ldots,y(k-n_y),u(k-1),\ldots,u(k-n_u))\right]^T \in R^{n_z}$$

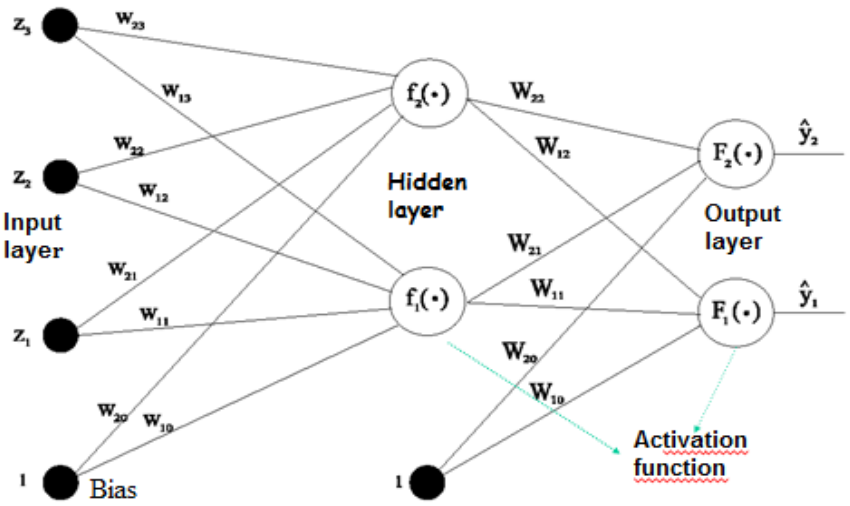


Fig.1. Multilayer neural network structures

In the network formulation, the variable $z \in R^{n_z}$ is the input to the ANN network and $w \in R^{w}$ is a set of adjustable parameters (weights). By changing weighting parameters *w*, it is possible to change the ANN input/output time response. The training process can run on-line or off-line, i.e. during the control process or prior to it.

For the neural network training we used one of modified Levenberg- Marquardt (LM) methods (Valo, 2012); Marquardt, 1963);(Andersen, et al., 1996)). The Levenberg–Marquardt algorithm (Marquardt, 1963); (Levenberg, 1944) provides a numerical solution to the problem of minimizing a nonlinear function; it is fast and has stable convergence.

Principle of the LM algorithm is performing a combined training process: around the area with complex curvature, the Levenberg–Marquardt algorithm switches to the steepest descent algorithm, until the local curvature is proper to make a quadratic approximation; then it approximately becomes the Gauss–Newton algorithm, which can speed up the convergence significantly

The sum of squared errors (SSE-criterion) is defined to evaluate the training process. For all training patterns and neural network output it is calculated as follows

$$E(x,w) = 0.5\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M} e^2(i,j) \tag{2}$$

where *u* is input vector, *w* is the weight vector, *e(i,j) is* the training vector at output *j* applying pattern *i* defined as $e(i,j)=y_p(i,j)-y_M(i,j)$

where y_p is measured output vector, y_M is actual output ANN model vector.

For the computation of weights the iterative recursive form of the algorithm was used:

$$w_{k+1} = w_k - H_k^{-1} g_k \tag{3}$$

where g_k is the gradient

$$g_k = \frac{\partial E(x,w)}{\partial w} = \left[\frac{\partial E}{\partial w_1} \quad \frac{\partial E}{\partial w_2} \quad \cdots \quad \frac{\partial E}{\partial w_N}\right]^T \tag{4}$$

and *H* is the Hessian matrix

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 E}{\partial w_1^2} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_1 \partial w_2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_1 \partial w_N} \\ \frac{\partial^2 E}{\partial w_2 \partial w_1} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_2^2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_2 \partial w_N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial^2 E}{\partial w_N \partial w_1} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_N \partial w_2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_N^2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

To guarantee that the approximated Hessian matrix $J^T J$ is invertible, the Levenberg–Marquardt algorithm (Valo and Kozák, 2012; Hagan and Menhaj, 1963) introduces another approximation of the Hessian matrix:

$$H \cong J^T J + \mu I \quad (6)$$

where μ, called combination coefficient, is always positive and I is the identity matrix. From (5) it is obvious that the elements on the main diagonal of the approximated Hessian matrix are greater than zero; therefore with this approximation invertibility of the matrix H is always guaranteed

$$w_{k+1} = w_k - \left(J_k^T J_k + \mu I\right)^{-1} J_k e_k \quad (7)$$

2. Nuclear Process Description

Using artificial neural network (ANN), measured data for modeling are collected from the technology of the nuclear power plant (NPP) (Fig.2). Main object of modeling is a nuclear reactor, in which fission of the nuclear fuel is running. In fission, energy is released and most of it is converted into heat. This energy is transported into the heat exchanger (steam generator) using heat transfer medium (for example H_2O, CO_2). The hot water circulation circuit (HCC) provides heat removal from their act to the steam generator and conversely the cold water circulation circuit (CCC) together with the main coolant pump (MCP) provides reactor cooling.

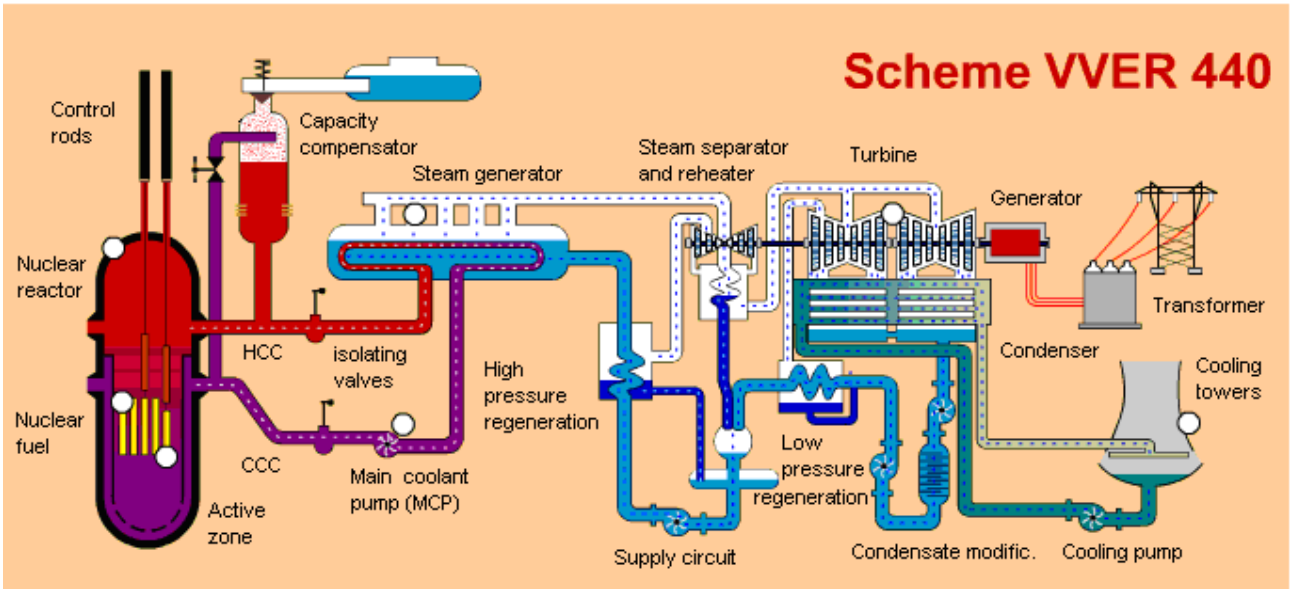


Fig.2. Functional scheme of electricity production in a nuclear reactor

The steam generator is a heat exchanger that uses energy released from the reactor for production of saturated steam supplied into the separator and steam heater to reduce

moisture, and is further preheated to a temperature above the temperature of saturation to increase effectiveness of the work cycle. Then, the steam is supplied to the turbine that drives a synchronous generator and produces electricity.
For modeling a nuclear reactor using ANN measured output process variables are neutron flux and output water temperature in HCC. Process input variables are measured temperature of the cooling water inflow in CCC, pressure within the core, and differential pressure in MCP.

3. Modeling of Processes in a Nuclear Reactor

ANN have been increasingly used in various application areas dealing with modeling of nonlinear processes (Jadlovská, 2003). Due to very good approximation properties of the multilayer perceptron (MLP) networks, neural models can successfully be applied for modeling of nonlinear processes. Using of neural models for modeling the nuclear reactor process enables to predict behavior of those reactor parameters which are important for its safety (Kajan and Hypiusová, 2006).

For modeling and prediction of variables in the nuclear reactor, a neural model based on multilayer perceptron network was created whereby the neural model represents a MIMO system with 3 inputs and 2 outputs. The ANN approximating dynamics of the modeled system is described by following nonlinear difference equation:

$$[y_1(k), y_2(k)] = f(y_1(k-1),...,y_1(k-n_1),y_2(k-1),...,y_2(k-n_2),u_1(k-d_1),....,u_1(k-d_1-m_1), u_2(k-d_2),....,u_2(k-d_2-m_2),u_3(k-d_3),...., u_3(k-d_3-m_3)) \quad (8)$$

where

$k = t/T_{vz}$	is discrete time (T_{vz} is the sampling time)
$y_j(k)$	are outputs of the modeled system
$u_i(k)$	are inputs of the modeled system
n_i	are orders of outputs $y_j(k)$
m_i	are orders of inputs $u_i(k)$
d_i	are time delays of outputs $u_i(k)$
$f(...)$	is the unknown nonlinear function (ANN model)

The proposed neural model of the nuclear reactor will be implemented off-line using measured data (Fig.4), where the neural model is located in parallel to the process, and the prediction error is used as the network training signal for the learning algorithm. The Levenberg-Marquardt learning method has been used for training the MLP network. The modeling process was implemented in MATLAB using measured process data.

For implementation of the ANN prediction model of processes in the nuclear reactor, a modular intelligent program system was developed in Matlab-Simulink (Fig.3). The proposed complex program system consists of the following modules: *data collection module*, *dynamic models module*, *prediction module*, *parameter settings module* and the *module of recognition* of critical states.

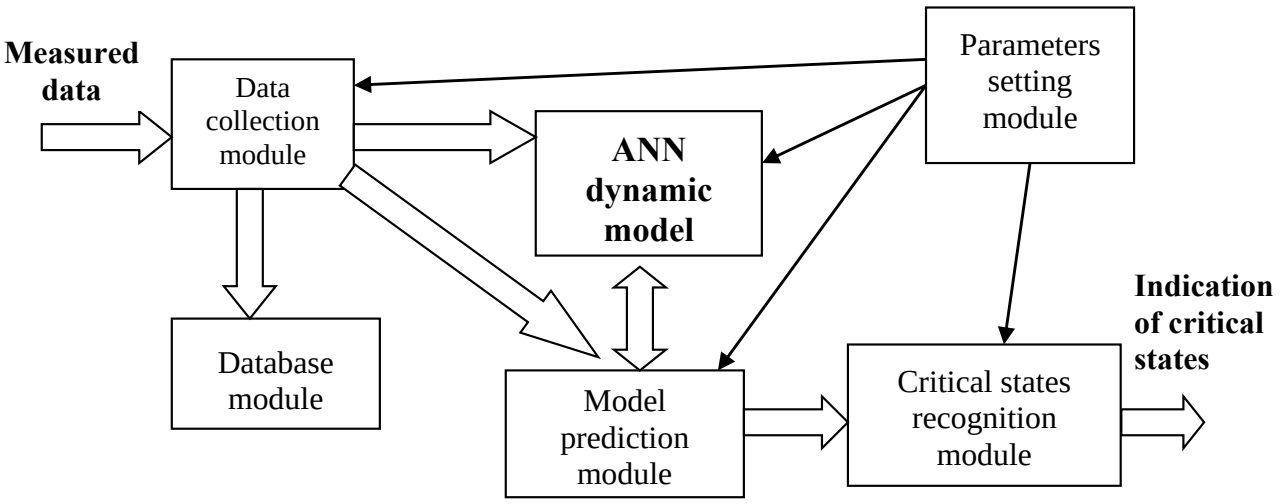


Fig.3. Modular intelligent system for modeling and prediction of critical states in nuclear reactor processes

The data collection module collects and preprocesses measured data for modeling and prediction. The module of dynamic models contains the MLP neural network trained on measured data from the reactor. The prediction module predicts future outputs in defined forward steps on the basis of past models inputs and outputs. Based on prediction of reactor variables from the neural model, the module for recognition of critical states indicates the state variables and their exceeding of technical and safety limits.

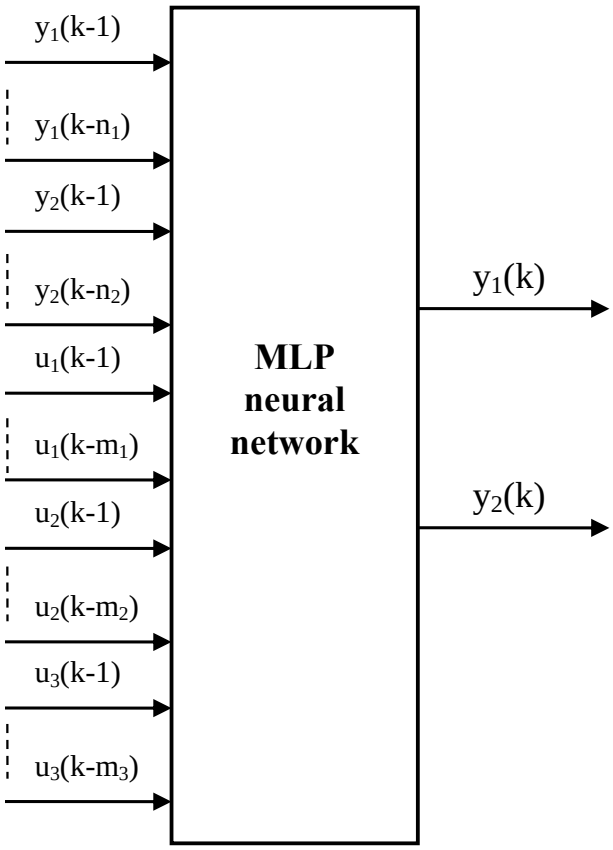


Fig.4. Structure of MLP network for process modeling

Tab.1. Description of measured input and output variables
of the nuclear reactor

Variables	Description	Unit	Range
Output y1	NEUTRON FLUX FROM AKR-02R 1.CHANNEL	A	$(5.8e^{-5}, 6.8e^{-5})$
Output y2	TEMPERATURE IN HCC 1/ TPGN1/1	°C	(290,300)
Input u1	TEMPERATURE IN CCC 1/ TPCHN1/1	°C	(265,270)
Input u2	PRESSURE IN ACTIVE AREA	MPa	(12,12.2)
Input u3	DIFFERENTIAL PRESSURE IN MCP	MPa	(0.43,0.45)

For neural model training, 2500 measured data samples were selected (from 50501 to 53000 samples) previously smoothed by averaging filter, and normalized within the range (-1,1). For model verification, the full range of measured data has been used.

4. Neural Model Implementation and Testing: Simulation Results

The neural model was created using the MLP NN network with one hidden layer (with 15 neurons) and the *tansig* type activation function.. Setting parameters of the neural model structure is in Fig.5.

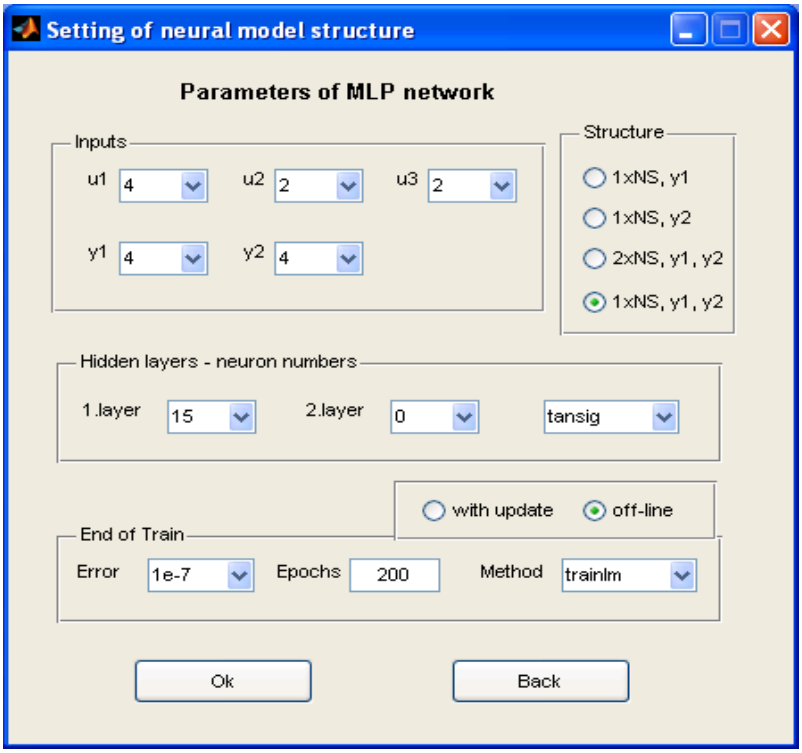


Fig.5. Parameters setting of neural model structure

Previous samples of individual variables were used as input data to the neural model; in total, the neural model has 16 inputs and 2 outputs. The MLP network was trained

on training data. Outputs from the neural model and the process are compared in Fig.6 and Fig.7.

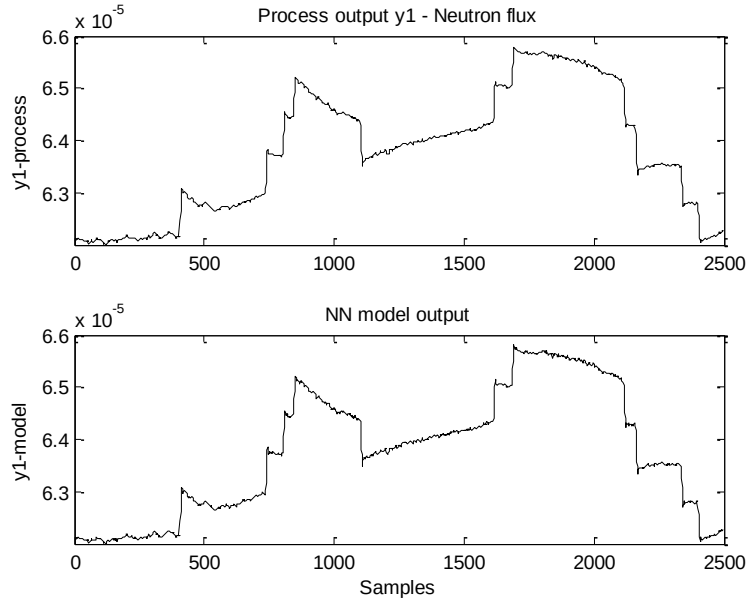


Fig.6. Comparison of outputs from the neural model and the process (neutron flux)

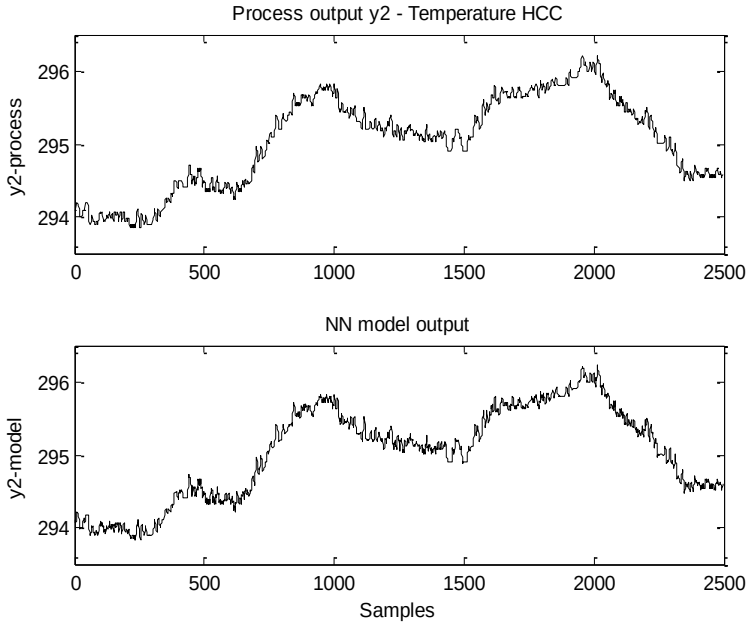


Fig.7. Comparison of outputs from the neural model and the process (temperature in HCC)

Neural model testing was realized using all measured data; comparison of outputs from the neural model and the process is shown in Fig. 6 and Fig. 7. The comparison shows that the model output for neutron flux fits measured data very well. The HCC temperature model output also fits the temperature dynamics, however errors occur in some measurement intervals due to disturbance variables not included in the model. Numerical evaluation of errors between measured and model outputs are provided in Table 2.

Tab.2: Numerical evaluation of neural model errors

Model testing criterion	Training data for y_1, N=2500	Training data for y_2, N=2500	Testing data for y_1, N=70000	Testing data for y_2, N=70000
SSE $\sum_{k=1}^{N}\left(y_p - y_m\right)^2$	0.0034	0.0366	0.7014	6.9957
MSE $\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left(y_p - y_m\right)^2$	$0.0136e^{-4}$	$0.1467e^{-4}$	$0.01e^{-3}$	$0.5285e^{-3}$

Prediction of the neutron flux was tested using the created neural model, and compared with the measured data. Testing was performed on a data set of N=30000 samples. Errors for prediction horizons (N_p) 5, 7 and 10 are recorded in Tab. 3. Fig.8 and Table 3 show that the predictive model follows the dynamics of the process very well, only in a few intervals small deviations between the output and the process model occurred.

Tab.3: Numerical evaluation of prediction errors using neural model

Testing data for y_1 N=30000	N_p=3	N_p=5	N_p=7	N_p=10
SSE	10.305	79.315	348.205	1045.37
MSE	$0.343e^{-3}$	$2.645e^{-3}$	$11.611e^{-3}$	$34.862e^{-3}$

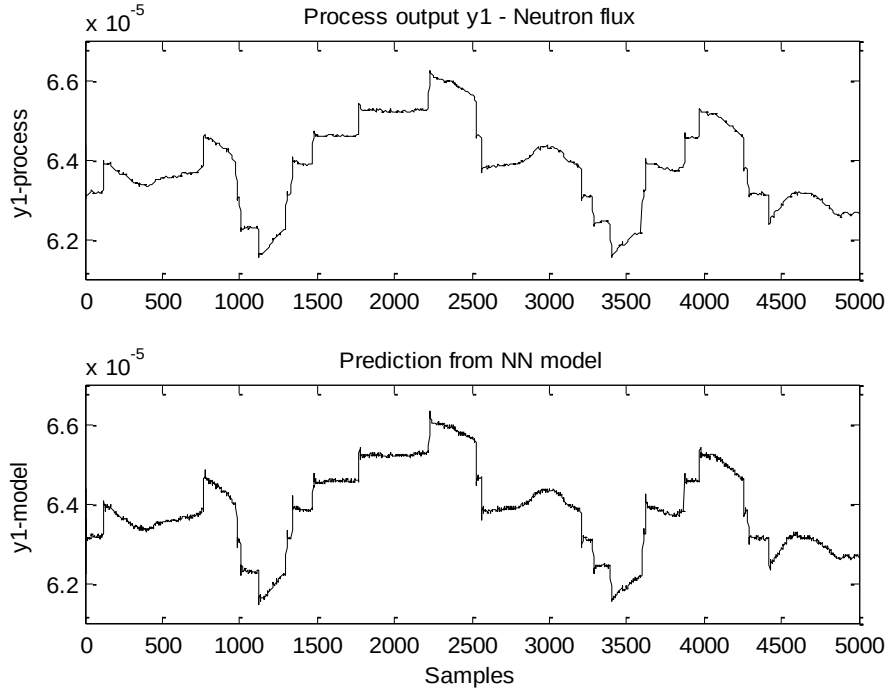


Fig.8. Comparison of the model prediction and the process output (neutron flux with prediction horizon N=3)

The results obtained by numerical simulation have shown a high accuracy and high model quality in the use of improved learning Levenberg - Marquadt methods.

5. Conclusion

The paper deals with a modular complex system for modeling of selected critical processes in a nuclear reactor. Testing and verification of the developed program system using the neural prediction model was performed in Matlab-Simulink using measured data from the nuclear power reactor. Obtained graphical and numerical results confirm high quality of the highly nonlinear processes model. The intelligent modular program system (IMS) is interactive and can be applied as a supervisory control systems for managing of critical processes by operators and process managers.

REFERENCES

[1] JADLOVSKÁ, A.: Modelovanie a riadenie dynamických procesov s využitím neurónových sietí. Edícia vedeckých spisov FEI TU Košice, ISBN 80-8894122-9, 2003

[2] HAGAN, M. T. - MENHAJ, M. B.: Training Feedforward Networks with the Marquardt Algorithm. Submitted to the IEEE Proceedings on Neural Network, 1994

[3] KAJAN, S. - HYPIUSOVÁ, M.: Application of artificial neural network in modelling and simulation a power engineering process. Control of Power and Heating systems 2006, Zlín,

[4] THE MATHWORKS. Neural Network Toolbox,User's Guide, 2002

[5] THE MATHWORKS. Matlab ver. 7.1 (R14), User documentation, 2004

[6] HORNIK, M. - STINCHCOMBE, M., & WHITE, H. (1989). Multilayer feedforward networks are universal approximators. *Neural Networks, 2,* 359-366.

[7] LIPPMANN, R. P. (1989). Pattern classification using neural networks. *IEEE Communications magazine, November*, 47-64.

[8] RUMELHART, D.E. - HINTON, G. E., & WILLIAMS, R. J. (1986). Learning representations by back-propagating errors. *Nature, 323,* 533-536.

[9] SIEGELMANN, H. T. (1999). *Neural Networks And Analog Computation: Beyond The Turing Limit*. Boston, MA: Birkhauser.

[10] ANDERSEN, T.J. - WILAMOWSKI, B.M.: A modified regression algorithm for fast one layer neural network training, World Congress of Neural Networks, vol. 1, pp. 687–690, Washington, DC, July 17–21, 1995.

[11] WERBOS, P.J.: Back-propagation: Past and future, in Proceedings of International Conference on Neural Networks, vol. 1, pp. 343–354, San Diego, CA, 1988.

[12] LEVENBERG, K.: A method for the solution of certain problems in least squares, Quarterly of Applied Mathematics, 5, 164–168, 1944.

[13] MARQUARDT, D.: An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters, SIAM Journal on Applied Mathematics, 11(2), 431–441, June 1963.

[14] VALO, R.- KOZÁK, Š.: Efektívna aplikácia metódy učenia Levenberga a Marquardta. Editor(i): Kozák, Š, Kozáková, A., Rosinová, A., V *Kybernetika a informatika: Medzinárodná konferencia SSKI SAV*, STU v Bratislave, str. 107–111, 2012.

[15] KOZÁK, Š., KAJAN,S.,CIGÁNEK, J.,FERENCEY, V., BÉLAI, I.: Advanced Information System for Safety –Critical Processes, *Computing and Informatics, Vol. 33.,No 6, 2014*.

Author: Štefan Kozák, Institute of Automotive Mechatronics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak, University of Technology in Bratislava, Slovak Republic, E-mail adress: *stefan.kozak@stuba.sk*

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Prof. Dr. Emil Garipov

АДАПТИВНО ОЦЕНЯВАНЕ НА АЕРОДИНАМИЧНИЯ МОМЕНТ НА ВЕТРОГЕНЕРАТОР

Теофана Пулева

Резюме: *В статията се представя двурежимна САУ на мощността на ветрогенератор чрез адаптивно оценяване на аеродинамичния момент. Тя се основава на синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Предложеният наблюдател притежава адаптивни свойства по отношение на приложените външни въздействия към обекта (напр. промяна на аеродинамичния момент). Симулационните изследвания показват висока ефективност на работа на САУ, съчетана с проста реализация.*

Ключови думи: *ветрогенератор, двурежимна САУ, адаптивен наблюдател, оценяване на аеродинамичния момент*

ADAPTIVE ALGORITHM FOR AERO DYNAMICAL TORQUE ESTIMATION OF WIND GENERATOR

Teofana Puleva

Abstract: *In this paper a two-regime power control system of wind turbine generator by aero dynamical torque estimation is presented. It is based on adaptive observer design augmented with an extra integral state. This observer exhibits adaptive features with respect to the external forces applied to the plant (such as aero dynamical torque variation). The simulation results show the control system high efficiency combined with a simple implementation.*

Keywords: *wind generator, two-regime control system, adaptive observer, aero dynamical torque estimation*

1. Увод

Ветрогенераторите (ВтГ) са енергийни източници, при които стохастичният характер на скоростта на вятъра определя и променливия характер на отдаваната от тях мощност към електроенергийната система. При променлив характер на първичния енергиен ресурс е особено важно да се извлича максималната енергия от вятъра или да се осъществи работа на номинална мощност, при наличие условия за това (висока скорост на вятъра, при която се достига номиналната мощност). Това означава, че системата за управление на ВтГ трябва да отработва променливо задание по мощност или по скорост. Работа при променлива скорост на ротора води до възможността да се максимизира извличаната енер-

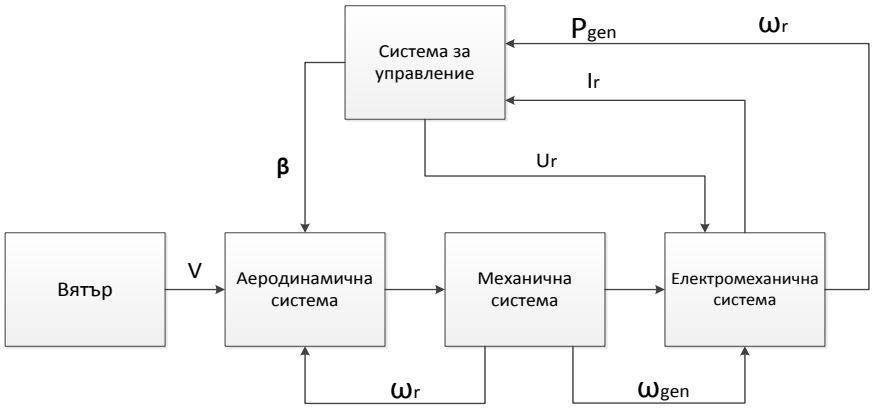
© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

гия, до намаляване на механичните усилия върху валовата линия и подобряване на качеството на изходната мощност [1]. Стратегията за управление „*извличане на максимална мощност от вятъра*“ е въведена за пръв път в [3]. Управлението в двата режима на работа, „*извличане на максимална мощност от вятъра*“ и „*работа на номинална мощност*“, се изследва в [4, 5]. В [6] се предлага робастен двурежимен регулатор на скоростта на ВтГ, а проектиране на класически, LQR и предсказващи регулатори за ВтГ е представено в [7, 9]. Изменението на скоростта на вятъра в широк диапазон и изискванията за гарантиране на добри качествени показатели на САУ създава предпоставки за прилагане на средствата на робастното управление [2, 11]. В [12], подобно на [7] аеродинамичният момент се представя като Марковски процес, който добавя състояние към едномасовия модел на механичната подсистема. Тези състояния се оценяват чрез филтър на Калман. Този подход е доразвит по-късно от други изследователи, които го прилагат за двумасов модел, отчитащ на еластичността на валовата линия. В това изследване е представено моделиране на двурежимна САУ на мощността на ВтГ, при която се извършва адаптивно оценяване на аеродинамичния момент. Процедурата за синтез се основава на представения в [13] синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Предложеният наблюдател притежава адаптивни свойства по отношение на приложените външни въздействия към обекта (промяна на аеродинамичния момент). Този подход има значително по-проста реализация от предлаганата в [7, 12] и обезпечава високо качество на САУ в двата режима на функциониране.

2. Елементи на динамичното описание на ветрогенератор

Ветрогенераторите представляват съвкупност от три основни динамични подсистеми: аеродинамична, механична и електромеханична (фиг.1). Аеродинамичната система представлява роторът на турбината, който се състои от лопатки захванати за главина. Механичната система е съвкупност от вала, куплиран към ротора на ВтГ, предавателна кутия и вала от нея към генератора. Електромеханичната система се състои от ротора на турбината и генератор, който преобразува механичната енергия от завъртането на ротора в електрическа. Към тази система се включват и преобразувателите на електрическа енергия, които привеждат генерираното електричество в достъпен вид за електрическата мрежа.



Фиг.1. Блок-схема на основните динамични подсистеми

Моделиране на аеродинамичната система

Аеродинамичният момент на турбината зависи от квадрата на скоростта на вятъра и от КПД на аеродинамичната система съгласно съотношението:

$$T_a = 0.5\pi\rho R^3 v^2 C_T(v,\beta,\omega), \quad (1)$$

където ρ е плътността на въздуха; $[kg/m^3]$; R - радиус на лопатите; $[m]$; v - скорост на вятъра $[m/s]$; $C_T(v,\beta,\omega)$ е КПД на аеродинамичната система, зависещ по нелинеен закон от скоростта на вятъра, от ъгъла на завъртане на лопатите на турбината и ъгловата скорост.

Аналогично на (1), може да се запише израз за мощността на турбината

$$P_W = 0.5\pi\rho R^2 v^3 C_P(v,\beta,\omega), \quad (2)$$

където КПД на аеродинамичната система зависи от КПД по мощност съгласно зависимостта:

$$C_T(\lambda,\beta) = \frac{C_P(\lambda,\beta)}{\lambda}, \quad (3)$$

а специфичната скорост λ се определя от израза:

$$\lambda = \frac{\omega R}{v}. \quad (4)$$

$C_P(\lambda,\beta)$ обикновено се апроксимира с израза

$$C_P(\lambda,\beta) = c_1\left(c_2\frac{1}{\Lambda} - c_3\beta - c_4\beta^x - c_5\right)e^{-c_6\frac{1}{\Lambda}}, \quad (5)$$

$$\frac{1}{\Lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1+\beta^3}.$$

Коефициентите c_i имат следните стойности :

$$c_1 = 0.5,\ c_2 = 116,\ c_3 = 0.4,\ c_4 = 0,\ c_5 = 5,\ c_6 = 21. \quad (6)$$

За ветрогенератори с фиксиран ъгъл на завъртане на лопатките $\beta = 0$, изразът (5) приема вида

$$C_P(\lambda) = c_1\left(c_2\frac{1}{\Lambda} - c_5\right)e^{-c_6\frac{1}{\Lambda}}, \quad (7)$$

където $\frac{1}{\Lambda} = \frac{1}{\lambda} - 0.035.$

Като се използва връзката (3), за КПД на аеродинамичната система може да се запише:

$$C_T(\lambda) = \frac{c_1}{\lambda}\left[c_2\left(\frac{1}{\lambda} - 0.035\right) - c_5\right]e^{-c_6\left(\frac{1}{\lambda}-0.035\right)}. \quad . (8)$$

Като се има предвид (1) и (3) окончателно за аеродинамичния момент се получава

$$T_a(v,\omega) = \frac{0.5\pi\rho R^3 v^2 C_P(\lambda)}{\lambda}. \quad (9)$$

Моделиране на механичната система

Механичната подсистема включва валова линия и поддържаща система. Валовата линия преобразува аеродинамичния момент от лопатите към вала на генератора. Поддържащата система се състои от кулата и нейните елементи. Динамичните уравнения, отчитащи масата на ротора, масата на мултипликатора и генератора, с отчитане на коефициентите на твърдост и еластичност, могат да се сведат до описание на модел с две маси. В тези изследвания се разглежда представяне на механичната подсистема чрез едномасов модел от вида:

$$T_a - T_g = J_t \frac{d\omega}{dt} - B_t \omega \tag{10}$$

където B_t е коефициент на еластичност, T_a е въртящият момент на ротора (аеродинамичния момент), T_g - въртящият момент на генератора, J_t - инерционен момент на движещите се маси, приведен към вала на турбината.

3. Линеаризация на модела

Синтезът на непрекъснати и дискретни регулатори изисква преди всичко получаване на линеаризиран модел на обекта. Вижда се, че аеродинамичният момент е нелинейна функция на скоростта на вятъра, λ и ъгловата скорост на вятърната турбина ω. Изразът (9) може да се линеаризира в околност на избран работен режим. Разлагането на (9) в ред на Тейлор за даден работен режим $x_0 = (\omega_0, \nu_0)$, има вида:

$$\Delta T_a = \theta \Delta \nu + \gamma \Delta \omega, \tag{11}$$

където

$$\theta = \left.\frac{\partial T_a}{\partial \nu}\right|_{O.P.} = C_0 \nu \left[2C_T(\lambda_0) - \lambda_0 \left.\frac{dC_T}{d\lambda}\right|_{\lambda=\lambda_0} \right] \tag{12}$$

$$\gamma = \left.\frac{\partial T_a}{\partial \omega}\right|_{O.P.} = C_0 \nu R \left.\frac{dC_T}{d\lambda}\right|_{\lambda=\lambda_0} \tag{13}$$

$$C_0 = \frac{\rho}{2}\pi R^3, \qquad \lambda_0 = \frac{\omega_0 R}{\nu_0} \tag{14}$$

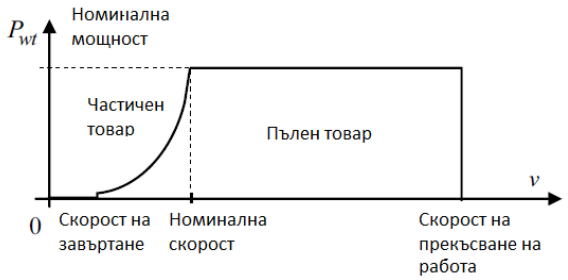
Съгласно проведената линеаризация на аеродинамичния момент за работната точка $x_0(\omega_{0,}\nu_0)$, уравнение (10) се представя в следния линеаризиран вид:

$$\theta \Delta \nu + \gamma \Delta \omega - \Delta T_g = J_r \frac{d\Delta\omega}{dt} - B_t \Delta\omega \tag{15}$$

4. Стратегии за управление на мощността и скоростта на ВТ

Ветрогенераторите с променлива скорост имат две зони на работа–за подноминална и надноминална скорост (фиг.2). При подноминална скорост ВТ работи в режим на „*частичен товар*", където целта е извличане на максимална мощност от първичния енергиен ресурс. Генерираната мощност зависи по кубична зависимост от скоростта на вятъра (2) до достигане на номиналната мощност. Целта на управлението е запазване на тази мощност въпреки възможно нарастване на

скоростта вятъра. Този режим на работа се означава като „*работа на пълен товар*”. Изследванията в доклада са проведени за ВтГ с променлива скорост на въртене и фиксиран ъгъл на лопатките $\beta = 1°$.



Фиг.2. Режими на работа на ветрогенератора

Необходимо е да се синтезира регулатор на скоростта и мощността на ВТ за двата режима на работа. Управлението е насочено към специфичната скорост λ, като чрез нея се регулира КПД на вятърната турбината. Скоростта на въртене се регулира чрез промяна на съпротивителният момент на генератора T_g съгласно основното уравнение на електромеханичната система. При скорост на вятъра, за която мощността на турбината е над номиналната, се преминава от режим „*извличане на максимална мощност*“ към режим „*работа на номинална мощност*“. Превключването на режима на работа става при достигане на номиналната мощност на генератора, при която се превключва от задание

$$\omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v, \tag{16}$$

съответстващо на режим „*извличане на максимална мощност от първичния енергиен ресурс*“, към задание

$$\omega_{ref} = \frac{P_n}{T_a}, \tag{17}$$

съответстващо на режим „*работа на номинална мощност*“.

4.1. Адаптивен наблюдател на аеродинамичния момент на вятърна турбина

Както се вижда от формула (17) аеродинамичният момент на вятърната турбина играе ключова роля в управлението, тъй като той участва в процедурата по изчисляване на заданието при режим „*работа при номинална мощност*“. Това налага тази физическа величина да се мери или оценява. Тук се предлага подход, при който аеродинамичният момент се оценява от адаптивен наблюдател. Напомняме, че аеродинамичният момент зависи от квадрата на скоростта на вятъра, както и от специфичната скорост λ. Разглежда се синтез на наблюдател [13], притежаващ адаптивни свойства по отношение на приложените външни въздействия към обекта (промяна на аеродинамичния момент). Той се основава на синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Описанието на обекта на управление се представя във вида:

$$\dot{\omega}(t) = -\frac{B_t}{J_t}\omega_t - \frac{1}{J_t}T_g + \frac{1}{J_t}T_a(t), \tag{18}$$

$$\dot{T}_g = -\frac{1}{T_1}T_g + \frac{1}{T_1}u, \tag{19}$$

а T_1 е времеконстанта на електрическата част. Описанието на системата в пространството на състояния има вида:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t), \tag{20}$$

$$y(t) = Cx(t), \qquad y_1(t) = C_1 x(t) \tag{21}$$

където векторът на състоянията е $x = \begin{bmatrix} \omega & T_g \end{bmatrix}^T$, w е вектор на смущенията (в конкретния случай аеродинамичния момент), а матриците в това описание са

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{B_t}{J_t} & -\frac{1}{J_t} \\ 0 & -\frac{1}{T_1} \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_1} \end{bmatrix},\ B_w = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_t} \\ 0 \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix},\ C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{22}$$

където B_w е матрицата на смущението, а C_1 е диагоналната матрица, която има единични елементи в главния диагонал за тези състояния, които съдържат смущения. 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 [13]:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) + L_w \int_0^t (y_1 - C_1\hat{x})dt \tag{23}$$

където L е вектор-стълб с размерност (n,1), а L_w е диагонална матрица с размерност (n, n), различаваща се от C_1 по това, че вместо единици в главния диагонал участват коефициенти L_{wi}. След изваждане на (20) от (23) за грешката на оценяване $e = \hat{x} - x$ се получава:

$$\dot{e} = (A - LC)e - L_w C_1 \int_0^t e dt - \tilde{w}, \tag{24}$$

където $\hat{w} = B_w w$. След диференциране на (24) и отчитане, че $\hat{w} = const$, се получава:

$$\ddot{e} = (A - LC)\dot{e} - L_w C_1 e \tag{25}$$

Предполага се, че характеристичният полином на (25)

$$\det\left| s^2 I - s(A - LC) + L_w C_1 \right| \tag{26}$$

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 (23) и при $S \to 0$, се получава $\hat{x} \to x$. Следователно в равновесен режим

$$\tilde{w} = -L_w C_1 \int_0^t e dt = L_w \int_0^t (y_1 - C_1\hat{x})dt \tag{27}$$

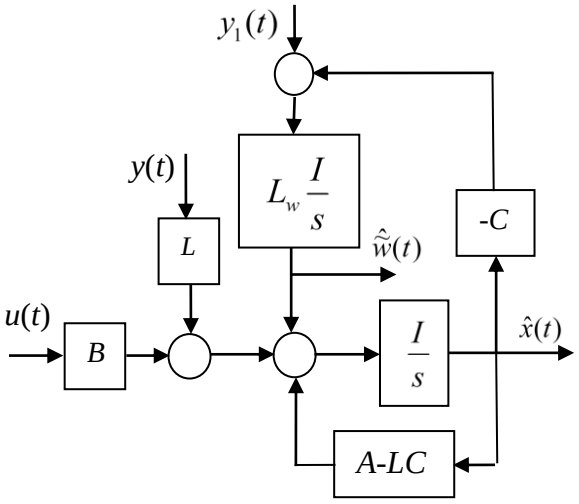
Вижда се, че интегралните членове в уравненията на наблюдателя възстановяват постоянните външни въздействия w_i, което определя неговите адаптивни свойства. Този наблюдател се означава като астатичен, за разлика от известния

класически наблюдател на състоянието, който е статичен. Структурната схема на астатичния наблюдател с едно неизвестно смущение е показана на фиг. 3. Характеристичното уравнение на изследваната система съгласно (26) се получава във вида:

$$s\left\{s^3+\left(\frac{1}{T_1}+L_1+\frac{B_t}{J_t}\right)s^2+\left[L_w+\frac{1}{T_1}\left(\frac{B_t}{J_t}+L_1\right)-\frac{L_2}{J_t}\right]s+\frac{L_w}{T_1}\right\}=0$$

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:

$$L_1=a_1-\frac{1}{T_1}-\frac{B_t}{J_t},\quad L_w=a_3T_1,\quad L_2=\left[L_w+\frac{1}{T_1}\left(\frac{B_t}{J_t}+L_1\right)-a_2\right]J_t. \tag{28}$$



Фиг.3. Астатичен наблюдател за оценяване на смущение

За синтезиране на астатичен регулатор в ПС, се формира описанието на разширената система със състоянието на интегралната компонента:

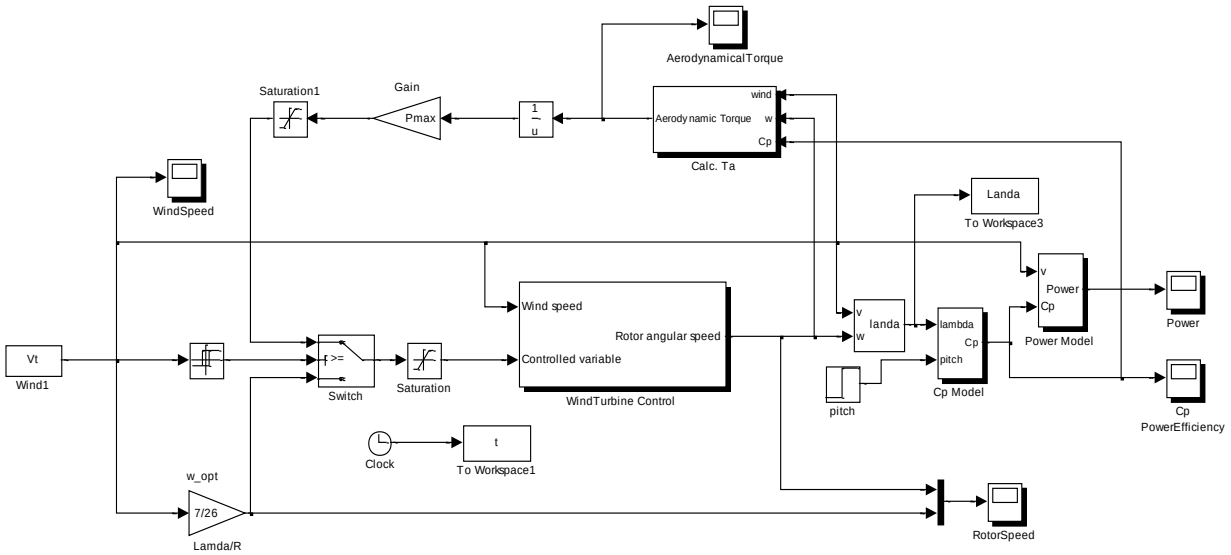
$$\dot{\bar{x}}=\bar{A}\bar{x}+\bar{B}u+\bar{\Gamma}r+\bar{\mathrm{H}}w,\ \ y=\bar{C}\bar{x} \tag{29}$$

където векторът на състоянията е $\bar{x}=\left[x^T\quad x_i^{\,T}\right]^T$. Матриците от описанието (29) имат вида $\bar{A}=\begin{bmatrix}A_{(2,2)} & O_{(2,1)}\\ -C & 0\end{bmatrix}$, $\bar{C}=\left[C\quad 0_{(1,1)}\right]$, $\bar{B}=\begin{bmatrix}B\\ 0_{(1,1)}\end{bmatrix}$.

5. Симулационни резултати

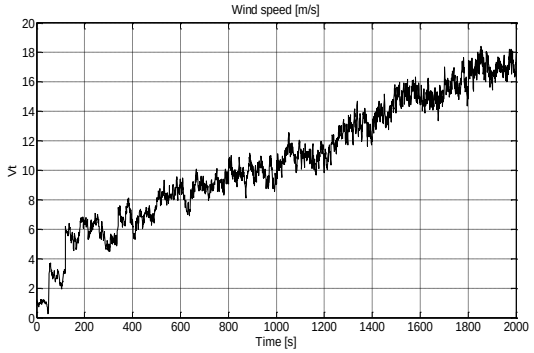
Проведени са симулационни изследвания с едномасов модел на ВтГ със следните параметри: номинална мощност на генератора $P_n=850\,kW$; радиус на ротора $R=26\,m$; работна точка $v_{t_0}=7\,m/s$, $\lambda_0=7.9$, $\omega_0=2.13\,rad/s$; коефициент на затихване $B_t=0.6.10^6\ Nms$, инерционен момент $J_t=1.6.10^6\ kgm^2$ (приведен на страната на турбината), плътност на въздуха $\rho=1.225\,kg/m^3$. Симулационните експерименти са проведени при средна скорост на вятъра, моделирана като нестационарен случен процес със спектър на *Van der Hoven* [2, 8, 10]. Моделирана е структурната схема на двурежимна САУ на мощността на ВтГ (фиг. 4).

Тя дава възможност да се изследва качеството на САУ при работа на частичен и пълен товар.

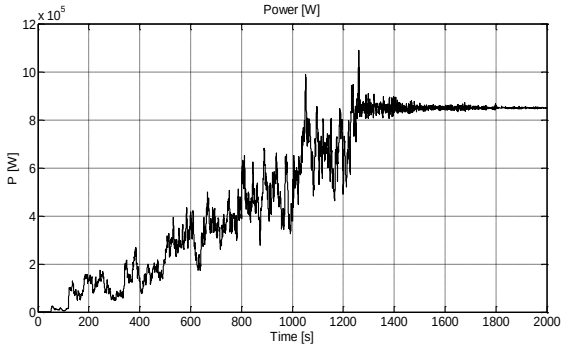


Фиг.4. Двурежимна САУ на мощността на ВтГ

Синтезиран е астатичен регулатор в ПС по зададени полюси, с желан характеристичен полином $H_d(s) = s^2 + 5s + 6$. Получени са следните коефициенти на регулатора $K_p = -7.36.10^6$ и $K_i = -9.6.10^6$. Вижда се, че ветрогенераторът достига номинална мощност при скорост на вятъра около 12 m/s при t=1200 s (фиг. 5 и фиг. 6).



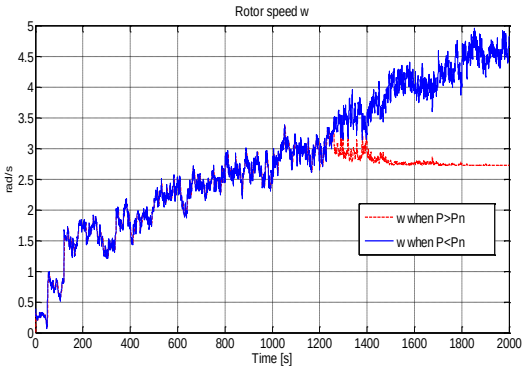
Фиг.5. Скорост на вятъра



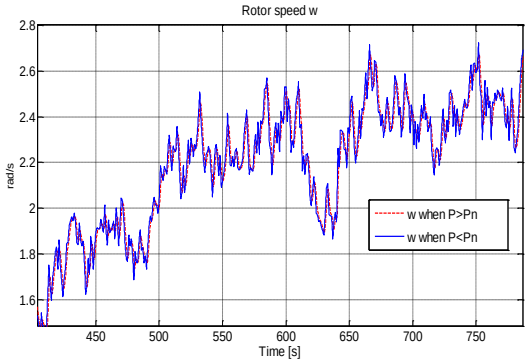
Фиг.6. Мощност на ветрогенератора

В този интервал от време САУ следи заданието по скорост, определено от (16) и зависещо от текущата скорост на вятъра (фиг. 7 и фиг. 8). Средноквадратичната грешка в режима на следене („*извличане на максимална мощност от вятъра*“) е $J = 2.8.10^{-3}$. В този режим на работа САУ поддържа постоянна стойност на КПД на вятърната турбина около 0.38, която е близка до теоретичната оптимална стойност 0.45. На фиг. 10 е показана специфичната скорост за този режим на работа, поддържана около стойността $\lambda \approx 7.2$, близка до оптималната теоретична стойност $\lambda_{opt} = 7.9$. След t=1200 s скоростта на ВтГ се ограничава (фиг.7), мощността на генератора е около 850kW, но КПД на вятърната турбина чувствително намалява до 15%, (фиг. 9) поради това че не се извлича максималната мощност от първичния енергиен ресурс, а мощността на турбината се ограни-

чава до номиналната и стойност. Специфичната скорост намалява по отношение на оптималната и стойност $\lambda \approx 7.2$, поддържана в режима на „*извличане на максимална мощност от вятъра*“.

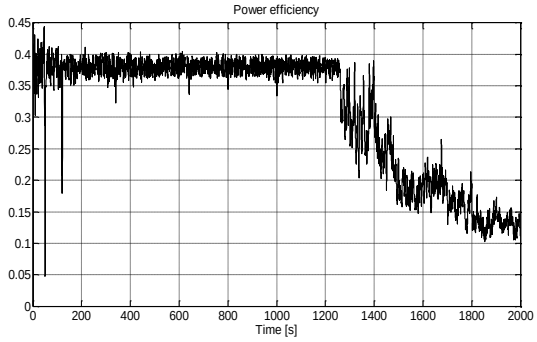


Фиг.7. Ъглова скорост на ротора при двата режима на работа на ВтГ

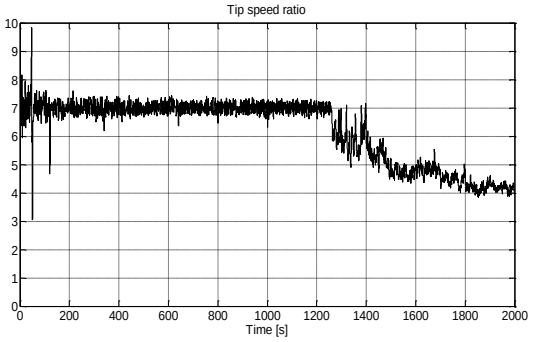


Фиг.8. Детайлизиран вид на скоростта на ротора за режима на следене

В режим на работа по номинална мощност, заданието по скорост се определя съгласно (17), при което се изисква информация за аеродинамичния момент. Използването на адаптивен наблюдател за аеродинамичния момент дава възможност заданието по скорост за разглеждания режим на работа да се изчислява на основата на получената оценка.



Фиг.9. Коефициент на полезно действие

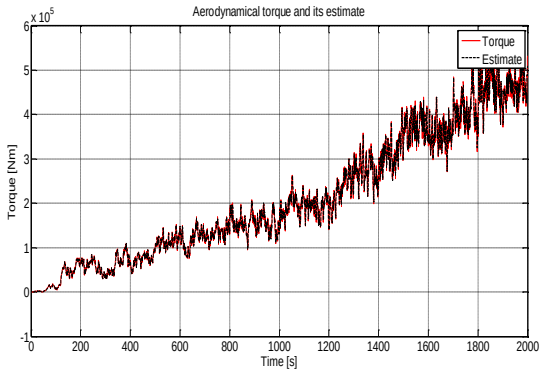


Фиг.10. Специфична скорост

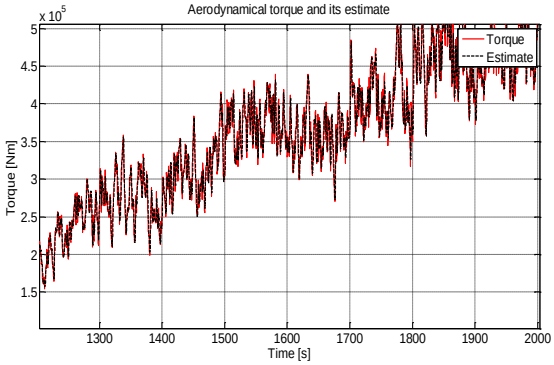
Избран е характеристичен полином от вида $H_d(s) = s(s^3 + 6.6s^2 + 14.48s + 10.56)$. Получени са следните стойности на коефициентите на наблюдателя $L_w = 10.56$, $L_1 = 5.59$, $L_2 = 2.69.10^6$. На фиг. 11 и фиг. 12 е показан аеродинамичният момент и неговата оценка.

6. Заключение

В статията е представена двурежимна САУ на мощността на ВтГ с адаптивно оценяване на аеродинамичния момент. Процедурата за синтез се основава на синтез на адаптивен наблюдател, разширен с интегрална компонента. Предложеният наблюдател притежава адаптивни свойства по отношение на приложените външни въздействия към обекта (напр. промяна на аеродинамичния момент). Симулационните изследвания показват висока ефективност на работа на САУ, съчетана с проста реализация.



Фиг.11. Аеродинамичен момент и неговата оценка



Фиг.12. Детайлизиран вид на оценката на аеродинамичния момент

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ackermann, T. ***Wind Power in Power Systems***, Wiley-Blackwell; 2nd ed., 2012.

[2] Bianchi, F., De Battista H., Mantz R. ***Wind Turbine Control System***, Springer 2003, Berlin.

[3] Buehring, I. et al. ***Control Policies for wind-energy conversion systems***, IEE Proc. C, Vol. 128, Issue 5, pp. 253–261, 1981.

[4] Connor, C., W. Leithead. ***Control strategies for variable speed stall regulated wind turbines***, Proc. Of European Wind Energy Conference, 1994.

[5] Connor, B., W. Leithead. ***Investigation of control strategy for RES 1MW variable speed wind turbine***. Technical report, Univ. of Strahclyde, UK,1996.

[6] Connor, B., W. Leithead, S. Robertson. ***Robust two-level control design approach to variable speed stall regulated wind turbines***. European Wind Energy Conference'97, pp. 551-554, 1998.

[7] Ekelund, T. Modeling and linear quadratic optimal control of wind turbines, PhD thesis, Chalmers University of Technology, Sweden, 1997.

[8] Lubosny, Z. ***Wind Turbine Operation in Electric Power Systems***, Springer, 2003.

[9] Munteanu, I., Bratcu, A., Cutululis N., Ceanga, E. ***Optimal Control of Wind Energy Systems***", Springer, 2008.

[10] Nichita, C., Luca, D. ***Modelling non-stationary wind speed for renewable energy system,*** The Annals of "Dunarea de Jos", University of Galati, Fascicle III, 2000.

[11] Ognyanova, O., P. Petkov, E. Haralanova, T. Puleva. ***Robust Control of a Wind Turbine,*** MedPower 2010, Agia Napa, Cyprus, 2010.

[12] Vihriala, H. ***Control of Variable Speed Wind Turbine***, Tampere, 2002.

[13] Кузовков, Н. (1976) ***Модальное управление и наблюдающие устройства***, *Машиностр., Москва ,* 1976.

Автор: Теофана Пулева, доц. д-р, кат. Системи и управление, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *tpuleva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Ц. Славов

μ-УПРАВЛЕНИЕ НА ДВУКОЛЕСЕН РОБОТ

Цоньо Славов, Йордан Кралев, Петко Петков

Резюме: *В работата са представени разработеният от авторите двуколесен робот и синтезираните μ-регулатор, ПИ регулатор и ПИ филтър на Калман. μ-регулаторът стабилизира робота в горно равновесно положение и осигурява следене на заданието за движение напред-назад. ПИ регулаторът осигурява следене на заданието при движение на робота около вертикалната ос. В средата на MATLAB/Simulink е разработен специализиран софтуер за генериране на код за вграждане на синтезираните регулатори и филтри в цифров сигнален процесор TMS320F28335. Дадени са експериментални резултати за движението на робота в равнината, които демонстрират качеството на вградената система за управление.*
Ключови думи: *управление на двуколесен робот, μ- управление, вградени системи*

μ-CONTROL OF TWO WHEELED ROBOT

Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Petko Petkov

Abstract: *In this paper the developed two-wheeled robot, μ controller, PI controller and PI Kalman filter are presented. The μ controller stabilizes two wheeled robot in upright position and ensures good tracking of wheel position reference. The PI controller controls two wheeled robot rotation around the vertical axis. A software in MATLAB®/Simulink environment for generation of code which is embedded in a Texas Instruments Digital Signal Controller is developed. Experimental results of system performance are given that confirm the efficiency of the control system developed.*
Keywords: *Two-wheeled robot control, μ- control, Embedded system*

1. Въведение

Поради трудностите възникващи при управление на крачещите мобилни роботи, в последните години се наблюдава засилен интерес към колесните такива [1]. Те започват да се използват във все повече области на човешката дейност като антитерористична дейност, спасителни операции, ежедневна домашна дейност и др. Нещо повече, колесните роботи са енергийно по-ефективни от крачещите и механичната им конструкция е сравнително проста, което обуславя и не високата им цена. От гледна точка на управлението те могат да бъдат устойчиви обекти, ако имат най-малко три колела или неустойчиви обекти ако са с по-малко от три колела. Роботите с повече от две колела са по-прости за управле-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ние и са по – енергийно ефективни в сравнение с тези с по-малко, т.к. за да се поддържа устойчиво състояние на двуколесните роботи е необходима енергия. Въпреки това двуколесните роботи имат редица предимства в сравнение с устойчивите колесни роботи като компактни размери, висока маневреност, поради факта че могат да се въртят около вертикалната си ос, способност за преминаване през тесни пространства, способност за толериране на големи товарни смущения, които биха обърнали робот с повече от две колела, възможност за бързо ускоряване и др. Всичко това обуславя засиления интерес към двуколесните мобилни роботи.

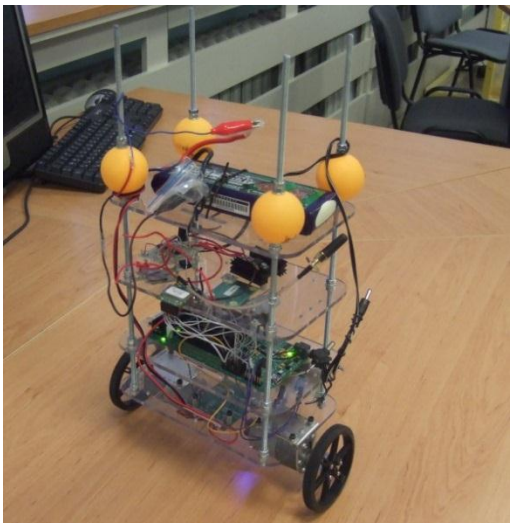
Най-популярният търговски продукт, представляващ двуколесен робот, е средството за персонално придвижване Сигуей (Segway®), произвеждано от Segway Inc., САЩ [2], което напоследък придобива популярност и у нас. Някои от неговите модели имат максимална скорост 20 km/h и могат да пропътуват до 38 km с единствено зареждане на батерията. Приложение в обучението намира и двуколесният робот, построен въз основата на развойния кит LEGO® Mindstorms NXT [3]. Двуколесните роботи притежават динамика, която е подобна на динамиката на обърнатото махало и поради това е необходимо да бъдат стабилизирани принудително около вертикалното положение с помощта на система за управление. За целта обикновено се използват линейно-квадратични или ПИД-закони за управление, с които се постига вертикална стабилизация на робота и преместване в желана точка на хоризонталната равнина [4,5]. В литературата все още няма докладвани резултати за синтез и реализация на робастни регулатори за управление на двуколесни роботи, с помощта на които биха се гарантирали робастно качество и робастна устойчивост на системата за управление. Това мотивира авторите да синтезират и реализират μ-регулатор за стабилизация и управление на надлъжното движение на двуколесен робот.

В настоящата работа са представени теоретични и експериментални резултати, свързани с разработването на вградена система за управление на двуколесен робот, в която за вертикалната стабилизация и управление на надлъжното движение се използва μ-регулатор от 30-ти ред, а за управление на движението около вертикалната ос се използва ПИ регулатор с ПИ филтър на Калман от 2 ред. Поради отсъствието на аналитичен модел при синтеза на системата за управление се използва модел с неопределеност, построен от авторите с подходящи процедури за идентификация [6]. В средата на MATLAB/SIMULINK е разработен специализиран софтуер за генериране на код, който е вграден в цифров сигнален процесор TMS320F28335. Представени са резултати от реален експеримент с вградената система за управление.

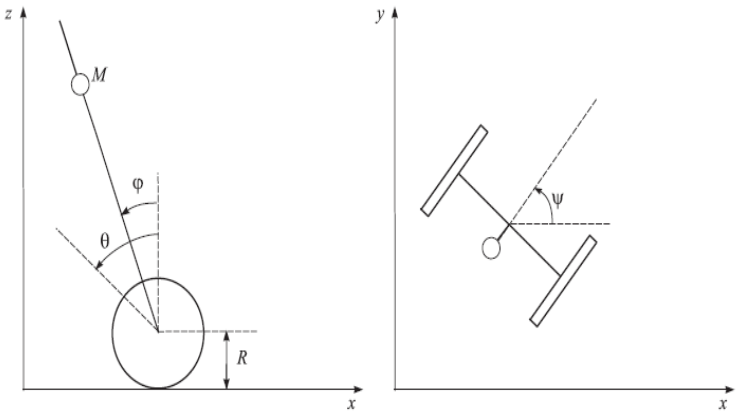
2. Двуколесен мобилен робот

Обект на управление е разработеният от авторите двуколесен мобилен робот, чиято снимка и кинематична схема са показани на фиг.1 и фиг.2 [5]. Управляващите сигнали са заданията към двата сервомотора, а в реално време се измерват ъгловата скорост на наклона на робота $\dot{\varphi}$, ъгловата скорост на въртене на робота около вертикалната ос $\dot{\psi}$ и ъгловата скорост на колелата $\dot{\theta}$, съответно

посредством инерциален сензор *ADIS16405* и енкодери куплирани към сервомоторите.



Фиг.1. Двуколесен мобилен робот



Фиг.2. Кинематична схема на двуколесния робот

Комуникацията между контролера на двигателите и развойния кит и между инерциалния сензор и развойния кит се осъществява по *SPI* интерфейс. Данните от измерванията и заданията към робота се получават и предават в реално време от PC с помощта на Bluetooth комуникация.

3. Модел с неопределеност на двуколесния робот

Поради липсата на точен аналитичен модел при синтеза на системата за управление се използва модел получен със средствата на идентификацията. Съгласно резултатите представени в [6], за описание на робота между ъгловата скорост $\dot{\varphi}$ и управляващото въздействие u се използва ARMAX модел със структурни параметри $na = 7, nb = 7, nc = 7, nk = 3$, а за описание между ъгловите скорости $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$ се използва BJ модел със структурни параметри $nb = 3, nf = 3, nc = 3, nd = 3, nk = 1$. Тези модели се записват във вида

$$\dot{\varphi}(z) = W_{\dot{\varphi}u,ном}(z)u(z) + v_{\dot{\varphi}}(z),\ \dot{\theta}(z) = W_{\dot{\theta}\dot{\varphi},ном}(z)\dot{\varphi}(z) + v_{\dot{\theta}}(z), \quad (1)$$

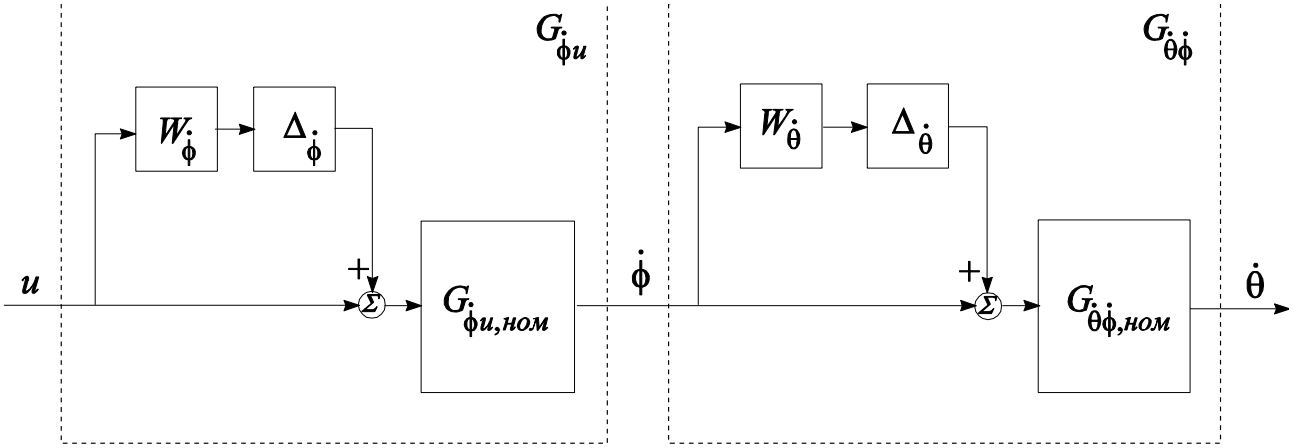
където

$$W_{\dot{\varphi}u,ном}(z) = \frac{B_{\dot{\varphi}u}(z)}{A_{\dot{\varphi}u}(z)}, W_{\dot{\theta}\dot{\varphi},ном}(z) = \frac{B_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)}{F_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)}, \quad (2)$$

са дискретните предавателни функции на номиналните модели, $B_{\dot{\varphi}u}(z)$, $A_{\dot{\varphi}u}(z)$, $B_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)$, $F_{\dot{\theta}\dot{\varphi}}(z)$ са съответните полиноми на ARMAX и BJ моделите, а $v_{\dot{\varphi}}(z)$ и $v_{\dot{\theta}}(z)$ са приведени към изхода смущения, които отразяват несъответствието между номиналния и действителния модели. Смущенията $v_{\dot{\varphi}}(z)$ и $v_{\dot{\theta}}(z)$ могат

да се представят като входна мултипликативна неопределеност за номиналния модел.

Неизместеността на оценките (параметрите на номиналния модел) получени при идентификацията дава основание да се счита, че точните стойности на параметрите на моделите попадат с вероятност клоняща към единица в доверителните интервали на оценките. Това позволява да се изведат модели на двуколесния робот с входна мултипликативна неопределеност (фиг.3)



Фиг.3. Структурна схема на неопределения модел на двуколесния робот

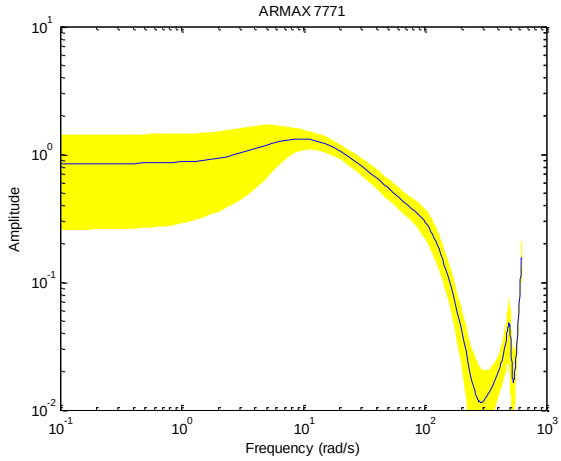
$$
\begin{aligned}
G_{\dot\varphi u}(z) &= W_{\dot\varphi u,ном}(z)(1+\Delta W_{\dot\varphi u}(z)\Delta_{\dot\varphi}),\\
G_{\dot\theta\dot\varphi}(z) &= W_{\dot\theta\dot\varphi,ном}(z)(1+\Delta W_{\dot\theta\dot\varphi}(z)\Delta_{\dot\theta}),
\end{aligned}
\tag{3}
$$

където $\left|\Delta_{\dot\varphi}\right|<1$ и $\left|\Delta_{\dot\theta}\right|<1$ са неопределености и

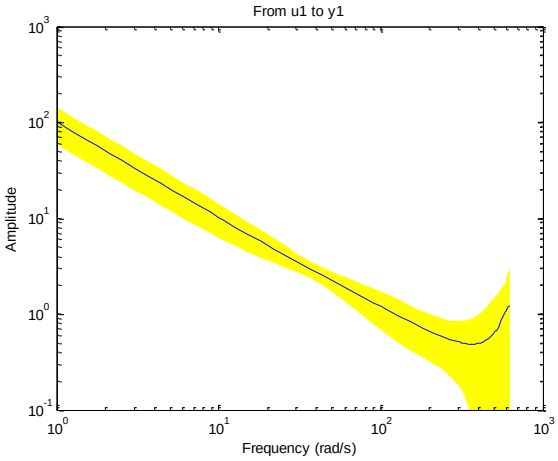
$$
\begin{aligned}
\left|\Delta W_{\dot\varphi u}(j\omega)\right| &= \frac{\left|W_{\dot\varphi u,\max}(j\omega)\right|-\left|W_{\dot\varphi u,ном}(j\omega)\right|}{\left|W_{\dot\varphi u,ном}(j\omega)\right|},\\
\left|\Delta W_{\dot\theta\dot\varphi}(j\omega)\right| &= \frac{\left|W_{\dot\theta\dot\varphi,\max}(j\omega)\right|-\left|W_{\dot\theta\dot\varphi,ном}(j\omega)\right|}{\left|W_{\dot\theta\dot\varphi,ном}(j\omega)\right|},
\end{aligned}
\tag{4}
$$

са максималните относителни отклонения на честотните характеристики от тези на номиналния модел, а $W_{\dot\varphi u,\max}(j\omega)$ и $W_{\dot\theta\dot\varphi,\max}(j\omega)$ са абсолютните максимални отклонения от честотните характеристики на номиналния модел. $W_{\dot\varphi u,\max}(j\omega)$ и $W_{\dot\theta\dot\varphi,\max}(j\omega)$ се определят на базата на доверителните интервали на оценките и се апроксимират (параметризират) на базата на оптимизация с модели от 9 и 5 ред.

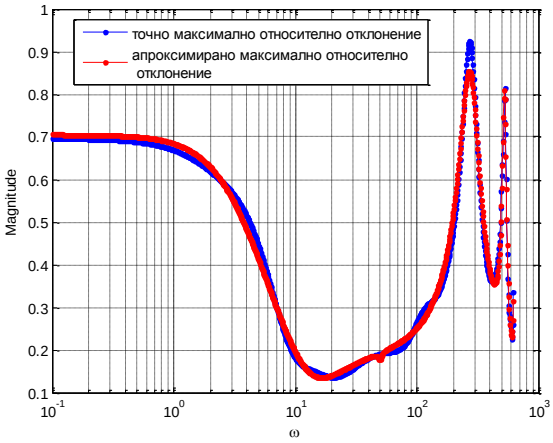
На фиг.4- фиг.5 са показани ЛАЧХ на номиналните модели заедно с доверителните им интервали, а на фиг.6- фиг.7 са показани относителните максимални отклонения (4) заедно с техните апроксимации.



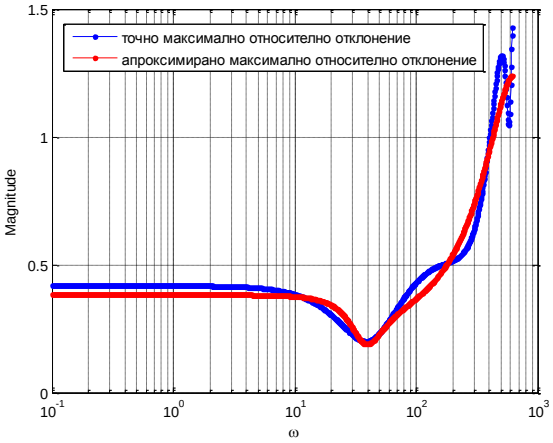
Фиг.4. ЛАЧХ с доверителен интервал на модела между $\dot{\varphi}$ и u



Фиг.5. ЛАЧХ с доверителен интервал на модела между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$



Фиг.6. Точно и апроксимирано максимално относително отклонение между $\dot{\varphi}$ и u

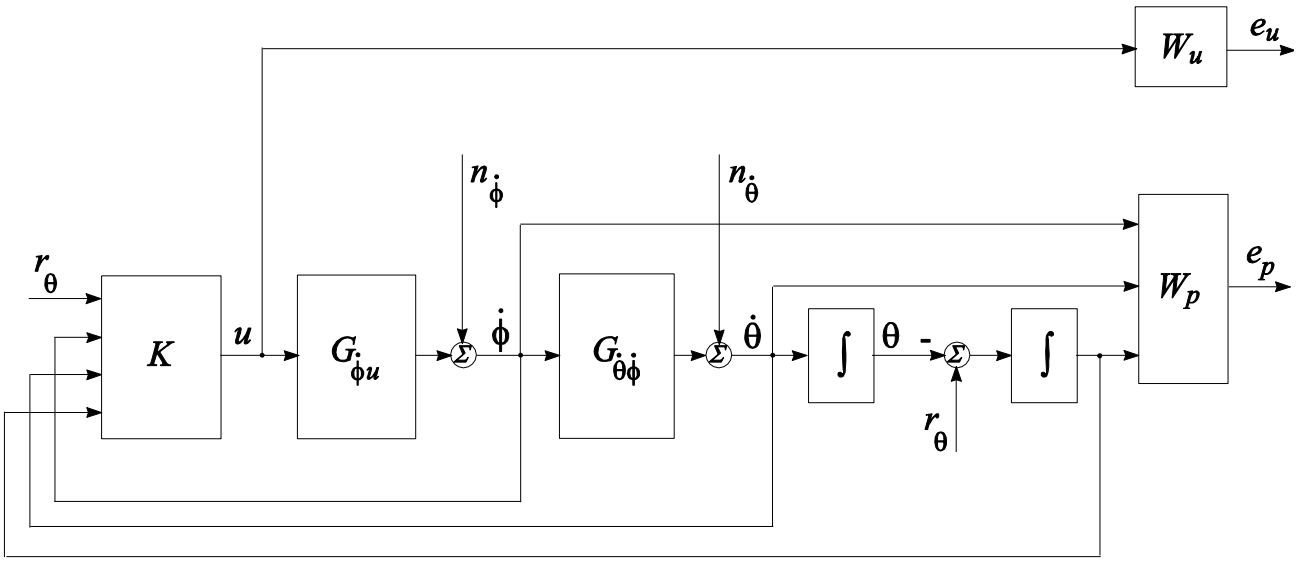


Фиг.7. Точно и апроксимирано максимално относително отклонение между $\dot{\theta}$ и $\dot{\varphi}$

4. Синтез на μ-регулатор

Блоковата схема на системата за управление използвана при синтеза на регулатора е показана на фиг.8. С цел да се постигне по-добро следене на заданието по позиция се взема обратна връзка по интеграл от разликата между заданието за ъгъла на колелата r_θ и ъгъла на колелата θ [7].

Управляващото устройство се вгражда в цифров сигнален процесор и работи с честота на дискретизация 200 *Hz*, поради което се синтезира дискретен μ регулатор. За постигане на по-добро качество на затворената система се синтезира регулатор с две степени на свобода [8], при което управлението се определя с (5)



Фиг.8. Блокова схема на системата за управление използвана при синтеза на μ регулатор

$$u_c = [K_r \; K_y] \begin{bmatrix} r_\theta \\ y_c \end{bmatrix} = K_r r_\theta + K_y y_c, \tag{5}$$

където $y_c = \left[\dot\varphi \quad \dot\theta \quad \int(r_\theta - \theta)\right]^T$, K_r е предавателната матрица на предфилтъра и K_y е предавателната матрица на регулатора по изхода. Системата от фиг.8 се описва с

$$\begin{bmatrix} e_y \\ e_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p \Phi_{y_c} \\ W_u \Phi_u \end{bmatrix} r_\theta, \tag{6}$$

където Φ_{y_c} е предавателната матрица между y_c и r_θ, Φ_u е предавателната матрица между u и r_θ. Решава се задача за μ - синтез, като се търси управляващото устройство от уравнение (5), такова че да се удовлетворят следните условия:

Робастна устойчивост: Затворената система е робастно устойчива, ако е вътрешно устойчива за всички допустими неопределености.

Робастно качество: Затворената система да е робастно устойчива и за всяка допустима G да се удовлетворява условието за качество

$$\left\| \begin{matrix} W_p \Phi_{y_c} \\ W_u \Phi_u \end{matrix} \right\|_\infty < 1. \tag{7}$$

Тегловните предавателни матрици W_p и W_u се използват за задаване на изискванията към качеството на системата за управление в честотната област. μ – синтезът е извършен за множество тегловни матрици W_p и W_u, които осигуряват добър баланс между качество и робастност, но на базата на експерименти е избрано

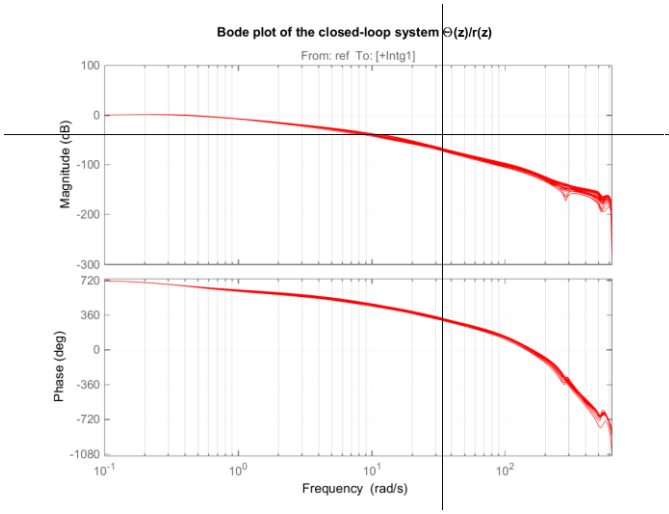
$$W_p(p)=\begin{bmatrix} 52.2\dfrac{0.005p+1}{p+1} & 0 & 0 \\ 0 & 0.029\dfrac{0.6p+1}{0.007p+1} & 0 \\ 0 & 0 & 4.7\dfrac{4p+1}{125p+1} \end{bmatrix}, \tag{8}$$

$$W_u(p)=\frac{1}{30000}\frac{\frac{1}{0.007}p+1}{\frac{1}{200}p+1}.$$

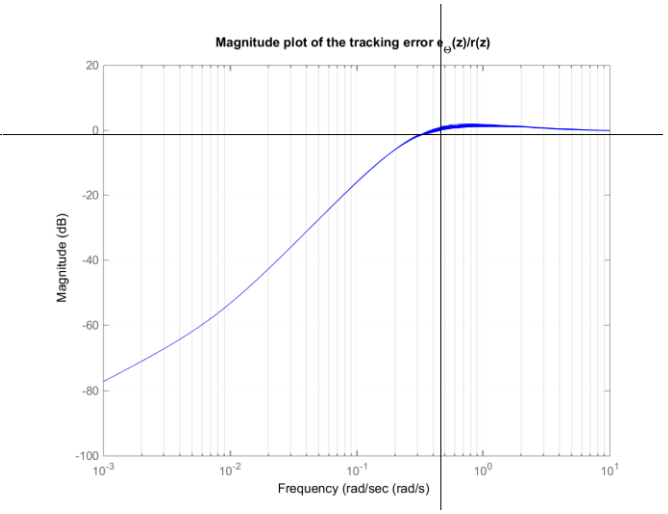
Вижда се, че тегловните функции на качеството по отделните канали на обратната връзка представляват нискочестотни филтри, а тегловната функция на управлението представлява високочестотен филтър с подходяща честотна лента, чрез която се налагат ограничения върху спектъра на управляващия сигнал. Тегловните матрици се дискретизират с честота на дискретизация 200 *Hz*.

μ-синтезът е извършен с MATLAB функцията *dksyn* [9]. За постигане на по-добра сходимост на *D-K* итерациите към ъгловите скорости $\dot{\varphi}$ и $\dot{\theta}$ са добавени шумове $n_{\dot{\varphi}}$ и $n_{\dot{\theta}}$ с интензивности 10^{-4}. След три итерации на процедурата се получава $\mu=0.693$ при управляващо устройство от 50 ред.

На фиг.9 е показана Боде-характеристиката на затворената система, а на фиг.10 е показана функцията на изходната чувствителност. На фиг.11- фиг.12 са показани чувствителностите на управлението към шумовете $n_{\dot{\varphi}}$ и $n_{\dot{\theta}}$.



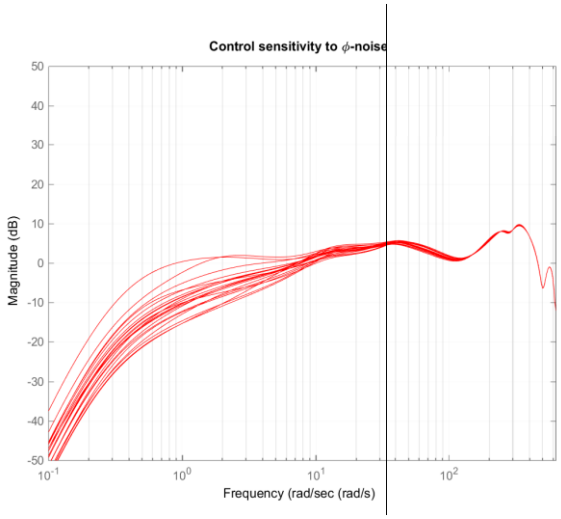
Фиг.9. ЛАЧХ и ФЧХ на затворената система



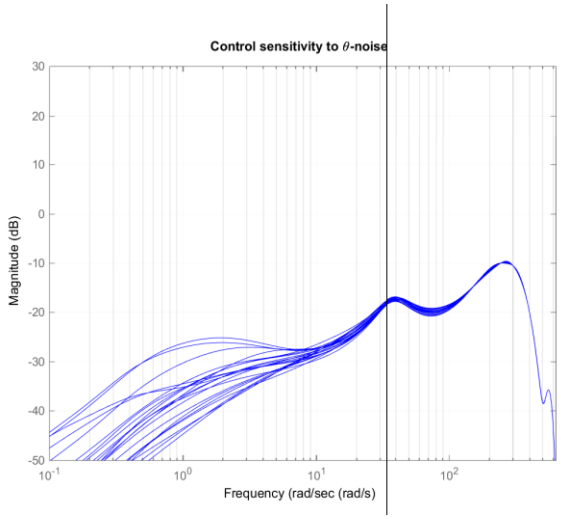
Фиг.10. Изходна чувствителност

Вижда се, че честотната лента на системата е около 1*rad/s* и системата добре ще потиска смущения с честота до 0.1*rad/s*. Също така управляващият сигнал е по-чувствителен към шума в $\dot{\varphi}$ отколкото към шума в $\dot{\theta}$. Това означава, че шумът на жироскопа ще оказва по-силно влияние в системата отколкото шумът на енкодерите на колелата на робота. На фиг.13 са показани границите на структури-

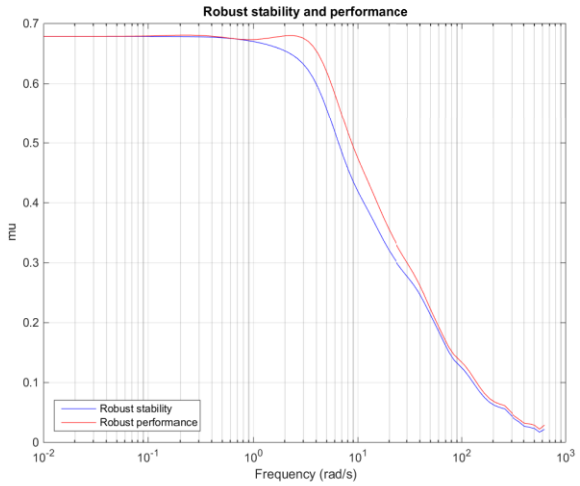
раното сингулярно число по отношение на анализа робастната устойчивост и робастното качество. Вижда се, че системата ще запази качество и устойчивост при 30% по-големи неопределености.



Фиг.11. Чувствителност на управлението към шума в $\dot{\varphi}$



Фиг.12. Чувствителност на управлението към шума в $\dot{\theta}$



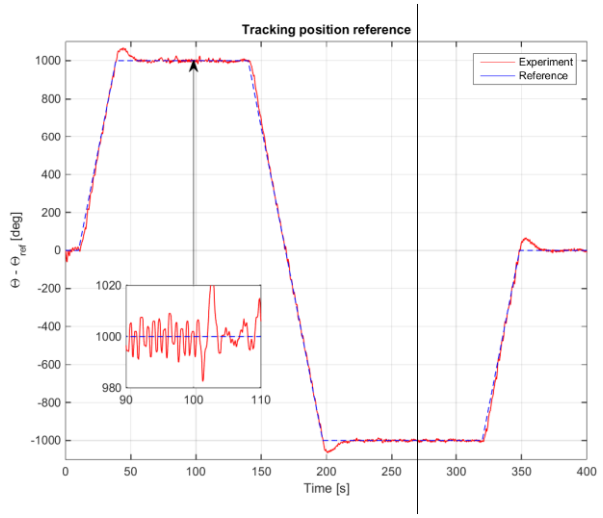
Фиг.13. Робастна устойчивост и робастно качество на затворената система

Синтезираният μ-регулатор осигурява стабилизация на робота и управлява движението напред-назад, За управление на въртеливото движение около вертикалната ос се използват ПИ регулаторът и ПИ филтърът на Калман представени [5] .

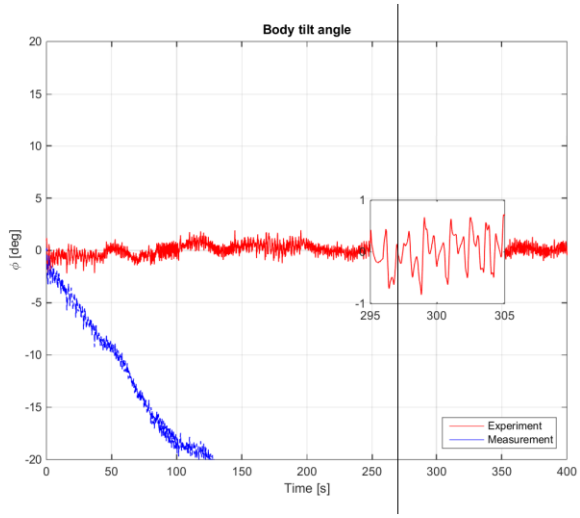
5. Експериментални резултати

За по-лесна реализация на μ-регулатора в сигналния процесор, неговият ред се редуцира от 50 на 30. В средата на *Simulink* са разработени симулационна схема на системата за управление и специализиран софтуер. С помощта на *Simulink Coder* и *Code Composer Studio* от този софтуер се генерира код, който се вгражда в цифров сигнален процесор *TMS320F28335*. Проведени са редица експерименти с разработения регулатор. На фиг. 14-17 са показани получените резул-

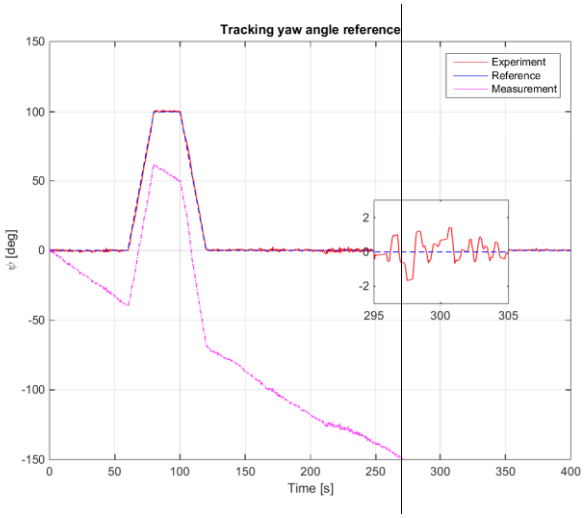
тати от експеримента по отношение на основните сигнали в системата за управление.



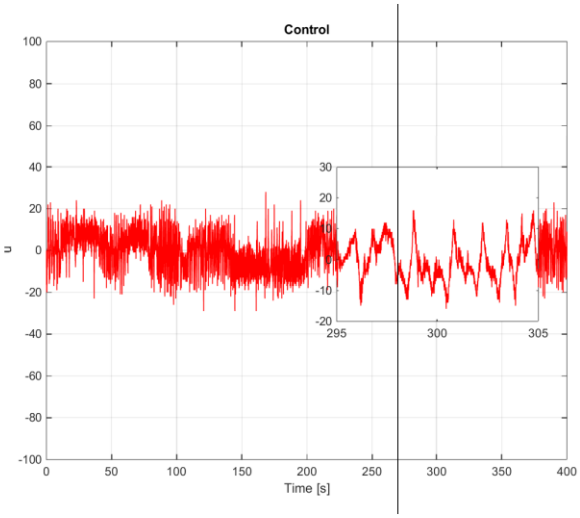
Фиг.14. Положение на колелата и задание за положението на колелата



Фиг.15. Ъгъл на наклона на робота и измерен ъгъл на наклона на робота



Фиг.16. Ъгъл на завъртане около вертикалната ос и измерен ъгъл на завъртане около вертикалната ос



Фиг.17. Управляващ сигнал

От фиг.14 и фиг.15 се вижда, че колелата следят добре зададеното положение и роботът стои изправен (отклоненията от горно положение са ±1 градус). Измереният ъгъл на наклон φ съдържа значителна нискочестотна грешка, която се филтрира off-line с филтър на Калман от 17 ред. Тази грешка не оказва влияние на стабилизацията на робота благодарение на добрите филтриращи свойства на системата за управление с μ-регулатор. На фиг.16 се вижда подобна грешка при измерването на ъгъла на завъртане около вертикалната ос. Тази грешка се филтрира *on-line* с ПИ филтъра на Калман от 2 ред, благодарение на което роботът се завърта точно на зададения ъгъл. Максималните стойности на управляващия сигнал са около 30 единици което е значително по-малко от ограничението от 50 единици.

6. Заключение

В статията са представени разработените μ-регулатор, филтри на Калман и ПИ регулатор за управление на равнинното движение на двуколесен робот. μ-регулаторът осигурява робастно качетсво и робастна устойчивост на затворената система съгласно получения със средствата на идентификацията неопределен модел на двуколесния робот. Алгоритмите за управление са вградени в цифров сигнален процесор TMS320F28335. Дадени са експериментални резултати за движението на робота в равнината, които показват качеството на вградената система за управление.

ЛИТЕРАТУРА

[1] G. Campion, W. Chung. ***Wheeled Robots***. In B. Siciliano and O. Khatib, editors,

Springer Handbook of Robotics, chapter 17, pp. 391-410, Springer, Berlin, 2008.

[2] ***Segway Personal Transporters***. *Bedford, NH, 2012*.http://www.segway.com

[3] Y. Yamamoto. ***NXTway-GS*** *(Self-Balanced Two-Wheeled Robot Controller Design). http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/*

[4] Ronald Ping Man Chan, Karl A. Stol, C. Roger Halkyard. ***Review of modelling and control of two-wheeled robots.*** Annual Reviews in Control. Vol. 37, 2013, p.89-103.

[5] Й. Кралев, Ц. Славов, П. Петков. ***Синтез и реализация на каскаден линейно квадратичен регулатор за управление на двуколесен робот*.** Годишник на ТУ-София, том 64,кн.2, 2014, стр.153-162.

[6] Ц. Славов, Й. Кралев, П. Петков. ***Идентификация на двуколесен робот като обект с неопределеност*.** Годишник на ТУ-София, том 64,кн.1, 2014, стр.343-352.

[7] Goodwin, G.C., S.F. Graebe, M.E. Salgado. ***Control System Design***, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001, ISBN: 9780139586538.

[8] Gu, D.-W., P.Hr. Petkov, M.M. Konstantinov. ***Robust ControlDesign with MATLAB , 2nd ed.***. Springer-Verlag, London. 2013, ISBN: 978-1-4471-4681-0.

[9] Balas, G., R. Chiang, A. Packard, M. Safonov. ***Robust Control Toolbox 3 , User's Guide***, The MathWorks, Inc., Natick, MA, 2013. *Available from http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/robust/robust_ug.pdf*

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р, кат. „Системи и управление“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; Йордан Кралев, маг. инж. докторант кат. „Системи и управление“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *jkralev@yahoo.com*; Петко Петков, проф. дтн кат. „Системи и управление“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *php@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** гл. ас. д-р А. Марковски

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ЗАШУМЕНИ ДИНАМИЧНИ ОБЕКТИ В ЗАТВОРЕН КОНТУР НА УПРАВЛЕНИЕ ЧРЕЗ ARX МОДЕЛИ

Цвета Спасова, Емил Гарипов

Резюме: *Докладът представя някои алгоритми за идентификация на динамични системи, функциониращи в затворен контур, с ARX модели. Акцентът е поставен върху анализа на най-подходящите условия за тяхното оценяване. Предложен е подход за преодоляване на изместването в оценките на модела посредством избор на възможни негови структурни параметри от висок ред и последващо редуциране на най-добрия сред изследваното множество оценени модели.*
Ключови думи: *идентификация в затворен контур на управление, неизместено оценяване на параметри, ARX модели от висок ред, редуциране на модели*

IDENTIFICATION OF THE CLOSED-LOOP NOISY DYNAMICAL PLANTS BY ARX MODELS

Tsveta Spasova, Emil Garipov

Abstract: *The paper presents some algorithms for identification of closed-loop dynamical systems by ARX models. Trying to find the most suitable conditions for its estimation a novel approach is performed to eliminate the bias of the parameter estimates via two-steps procedure: first, parameter estimation of the high order ARX model structures, and second, order reduction of the best model into the investigation model group.*
Keywords: *closed-loop identification, unbiased parameter estimation, high order ARX models, model reduction*

1. Увод

Задачата за експериментално изграждане на модел на динамични обекти по входно-изходни данни се решава обикновено в условия на неопределеност, дължаща се основно на два фактора – от една страна, субективният избор на структура на използвания модел от страна на проектанта често води до несъответствие в по-малка или по-голяма степен на динамиката на модела с тази на действителния обект, и от друга, обективна е нееднозначността на причинно-следствената връзка на входно-изходните експериментални данни поради наличие на смущения при нормалното функциониране на обекта. Формално, описаната неопределеност е включена в схемата на входно-изходните преобразувания на сигналите като условен добавъчен (адитивен) случаен шум в измерванията на изхода на обекта и дефинира стохастичен модел на обекта. За да не оказва тази

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

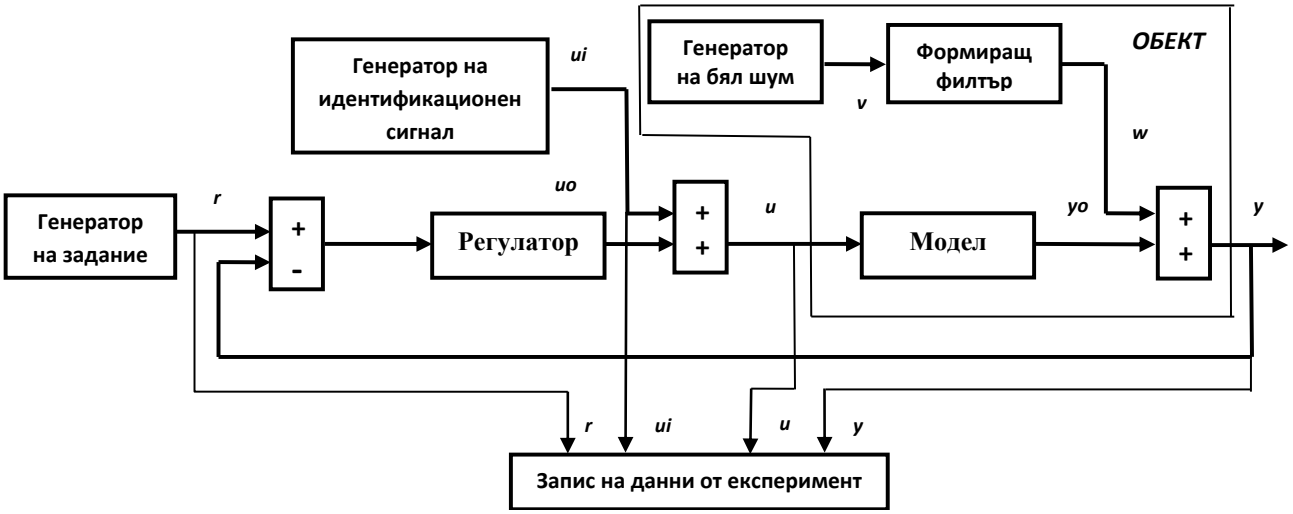
ISSN 1311-0829

допускана грешка в описанието на изследвания обект съществено влияние при реализиране на задачата на идентификацията му, проектантите включват допълнителни операции по оценяване на параметри на фиктивен филтър, формиращ смущенията в наблюденията. В резултат на това се реализират различни структури на модели – AR, ARX, ARMAX, OE, BJ и др., чиито параметри се оценяват успешно чрез функциите на програмната библиотека ***System Identification Toolbox*** от MATLAB [1] по метода на най-малките квадрати (LS – Least Squares) или по метода на предсказаната грешка (PE – Predictive Error). Разликата между тях е в това, че LS методът за оценяване на достоверни ARX модели на зашумени обекти обработва входно-изходните данни еднократно (блочно), за разлика от PE метода, който оценява другите типови регресионни модели след многократно (итеративно) обработване на същите данни. Проблемът с прилагане на ARX модели е в невъзможността да се получават винаги неизместени оценки, поради ограничената структура на фиктивния филтър на шума - с полюси съвпадащи с тези на незашумения модел на обекта. Затрудненията при решаване на същата задача се задълбочават при изучаване на обекти в затворен контур, подход, който се налага, първо, когато не е допустимо обектът да се изследва в автономен (самостоятелен) режим от гледна точка на безопасност на технологичния процес, и второ, когато е неустойчива динамика на обекта и той може да се изучава само след стабилизирането му с обратна връзка. През последните 10-15 години са извършени сериозни проучвания по създаване на методи за качествено оценяване на ARX модели. Общото при тях е реализиране на двустъпкови процедури като компромис между еднократното и многократно оценяване с използване на спомагателни променливи (IV estimators) [2,3,4], с компенсация на изместването (BELS estimators) [5,6,7], с трансформация на модели [8,9,10]. Едновременно с това са предложени ефективни регресионни методи за неизместено оценяване, които се прилагат като втора стъпка в процедурата, напр. [11].

Представеният доклад демонстрира някои алгоритми за провеждане на идентификация на динамични системи, функциониращи в затворен контур, с ARX модели. Акцентът е поставен върху анализа на най-подходящите условия за тяхното оценяване. Предложен е подход за преодоляване на изместването в оценките на модела посредством избор на негови структурни параметри от висок ред и последващо редуциране на най-добрия сред изследваното множество оценени модели. Съдържанието на доклада е организирано по следния начин. В раздел 2 е показан върху тестов пример невъзможността да се получи неизместено оценяване при идентификация на зашумен обект в затворен контур само с ARX модел при грешка в описанието, което не е бял шум. Предложена е в раздел 3 реализация на авторска идея за преодоляване на изместването в оценките на модела чрез специфична двустъпкова процедура за оценяване. Получените резултати са сравнени в раздел 4 с оценки от известен от литературата т. нар. подход BELS (Bias Eliminated LS) за компенсиране на изместването в оценките и получаване на достоверни ARX модели независимо от характера на грешката в модела.

2. Едностъпкова (блочна) идентификация на обекта, функциониращ в затворен контур на управление

На фиг.1 е дадена схема на система за управление (СУ) на обект, който подлежи на идентификация след запис на входно-изходни данни от обекта, съответно, $u(k)$ и $y(k)$, както и други измерими сигнали – заданието $r(k)$ на СУ и допълнителния идентификационен сигнал от тип „Бял шум", приложен на входа на обекта $u_i(k)$, който е в състояние да възбуди всички собствени честоти на обекта.



Фиг.1. Схема за измерване на експериментални данни от СУ

За схемата на фиг.1 може да се представят следните зависимости между сигналите.

$$y(k) = y_o(k) + w(k), \qquad y_o(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k-d), \qquad w(k) = \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}v(k)$$
$$u(k) = u_o(k) + u_i(k), \quad u_o(k) = \frac{Q(q^{-1})}{P(q^{-1})}e(k), \qquad e(k) = r(k) - y(k), \tag{1}$$

при положение, че $y_o(k)$ е незашумеяният изход на модела, $v(k)$ - бял шум за формиране на смущението на изхода на модела $w(k)$, $u_o(k)$ – изход на регулатора, $e(k)$ - грешка в СУ. Отношението на полиномите $B(q^{-1})$ и $A(q^{-1})$ представя дискретната предавателна функция на незашумения модел на обекта, а това на $C(q^{-1})$ и $A(q^{-1})$ – дискретната предавателна функция на формирания шум на изхода на обекта. От (1) следва, че обектът се представя чрез ARMAX регресионно описание и всеки избор на ARX модел за оценяване по данните от такъв обект ще реализира задачата на идентификацията му в условията на цветен шум като остатъчна грешка в модела. Теоретично се очаква оценките на параметрите на модела, получени със стандартния метод на най-малките квадрати, да бъдат изместени. $Q(q^{-1})$ и $P(q^{-1})$ описват дискретната предавателна функция на регулатора на СУ. Заданието $r(k) = 1$, а генераторите на идентификационен сигнали $u_i(k)$ и бял шум $v(k)$ формират независими случайни извадки от данни с нулеви средни стойности.

Организирани са три експеримента. При експеримент 1 генераторът на допълнителен идентификационен сигнал не се включва, при експеримент 2 той се включва и идентификационният сигнал има характер на бял шум, докато при експеримент 3 генерираният бял шум се преобразува през реле с ограничения $\pm\alpha$ и върху обекта се прилага случаен двоичен сигнал. Мощността (стандарт-

ното отклонение) на $u_i(k)$ се подбира така, че ефектът от действието на този сигнал да не води до повече от 10% отклонения на $y(k)$ от номиналния режим на изходната величина на СУ. Идеята на трите експеримента е да се провери, доколко наличието или отсъствието на допълнителен идентификационен сигнал влияя върху качеството на оценките.

По-долу е показан тестов пример за оценяване върху обект с ARMAX описание от вида (1)

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.5q^{-1} + 0.7q^{-2}, \quad B(q^{-1}) = 1q^{-1} + 0.5q^{-2},$$
$$C(q^{-1}) = 1 - 1q^{-1} + 0.2q^{-2}.$$

За неговата динамика е проектиран регулатор на Далин с описание:

$$Q(q^{-1}) = 0.1813 - 0.2719q^{-1} + 0.1269q^{-2}, \qquad P(q^{-1}) = 1 - 0.5q^{-1} - 0.5q^{-2}$$

Симулираните входно-изходни данни от обекта са с дължина N=1024. Извършва се оценяване на параметри на ARX модели с размерността на обекта. Очевидно несъответствието на вида на структурата на обект и модел, а от тук наличието на шум със специфични характеристики в изходните наблюдения, предизвиква формиране на остатъчна грешка в оценения модел от вида „цветен гаусов шум" и приложеният стандартен метод на най-малките квадрати, реализиран с функцията ***arx***, не може да гарантира неизместени оценки. Този очакван резултат може да се потвърди от изчислените стойности на модела в табл. 1 и при трите набора от експериментални данни и от тестовете за достоверност на модела с функцията ***resid***. За сравнение са дадени и оценки на ARMAX модели, за които остатъчната грешка има характер на бял шум, а това е показател за тяхната неизместеност и постигната достоверност на моделите. Резултатите от тестовите примери показват, първо, че са необходими специални подходи за идентификация на обекти с ARX модели в случай на грешки в модела от вида „цветен шум", за да се гарантират неизместени оценки на избрания тип модел, и второ, при наличие на шум в наблюденията чрез обратната връзка се реализира достатъчна степента на

Табл.1. Оценки на параметрите на ARX и ARMAX модели

		A			**B**			**C**		
		$\mathbf{a_0}$	$\mathbf{a_1}$	$\mathbf{a_2}$	$\mathbf{b_0}$	$\mathbf{b_1}$	$\mathbf{b_2}$	$\mathbf{c_0}$	$\mathbf{c_1}$	$\mathbf{c_2}$
	Обект	**1**	**-1.5**	**0.7**	**0**	**1**	**0.5**	**1**	**-1**	**0.2**
Експ. 1	**ARX**	1	-1.40	0.61	0	0.96	0.51	-	-	-
Експ. 2	**ARX**	1	-1.41	0.61	0	0.96	0.51	-	-	-
Експ. 3	**ARX**	1	-1.42	0.63	0	0.97	0.52	-	-	-
Експ. 1	**ARMAX**	1	-1.5	0.7	0	0.99	0.49	1	-1	0.19
Експ. 2	**ARMAX**	1	-1.5	0.69	0	0.99	0.49	1	-0.99	0.19
Експ. 3	**ARMAX**	1	-1.5	0.7	0	0.99	0.49	1	-0.99	0.19

възбудимост на входния сигнал на обекта и включването на допълнителен идентификационен сигнал при детерминирано задание не подобрява съществено условията за качествено оценяване на модел на обекта.

3. Неизместено оценяване на ARX модели на обекти, функциониращи в затворен контур на управление

В този раздел се предлага авторска двустъпкова процедура за оцененяване на ARX модел на обект, в случаи, когато грешката в описанието е цветен шум. Предлага се следното:

Стъпка 1. Извършва се идентификация на обекта чрез ARX модели от висок ред и се установява достоверността на най-добрия от тях. В тази подзадача се прилага стандартният метод на най-малки квадрати (функцията ***arx*** от System Identification Toolbox на MATLAB), подбира се подходящ критерий за избор на най-добър модел от проектирано множество от структури и се реализират съответни функции за установяване на неизместеност на оценките.

Идентификацията се извежда при следното ARMAX описание на обекта:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})e(k), \qquad degA = na, degB = nb, degC = nc.$$

Извършва се преобразуване на първичното ARMAX регресионното уравнение в уравнение с дискретни предавателни функции

$$\frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(k) = \frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(k) + e(k),$$

което води до преобразуван ARX модел на обекта с процес на грешката от вида "бял шум";

$$\tilde{A}(q^{-1})y(k) = \tilde{B}(q^{-1})u(k) + e(k), \quad \tilde{A}(q^{-1}) = \frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})}, \quad \tilde{B}(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{C(q^{-1})}.$$

Този модел трябва да гарантира неизместено оценяване на параметрите му с прилагане на стандартния метод на НМК (функцията ***Arx*** от System Identification Toolbox), при условие, че

$$\tilde{A}(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{m} \tilde{a}_i\, q^{-i}, \quad \tilde{B}(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{m} \tilde{b}_i\, q^{-i}, \qquad m \gg max(na, nb).$$

Ключовият момент тук е изборът на ред на модела m, който да е достатъчно повисок от реда на обекта и същевременно ***arx*** да дава адекватна оценка на параметрите му. Тази стойност се определя стандартно чрез извършване на редица проверки за достоверност на модела.

Стъпка 2. Извършва се понижаване на изкуствено завишения ред на оценения модел при условие, че и след процеса на редукция се запазва неговата достоверност.

Съществуват няколко начина за постигане на редуцирането. Тук се използва описаният метод за редуциране в MATLAB, реализиран с функцията ***balred.*** По подразбиране в нея се премахват състоянията на изследваната система, които имат най-малък принос за нейното поведение. Допълнителните възможности на функцията за редуциране се управлява от опцията StateElimMethod в *balredOptions*. Ако е зададена опцията ...StateElimMethod, 'MatchDC'..., тогава след съкращаване на състоянията функцията променя всички останали състояния така, че да се запази коефициентът на усилване на системата. В този случай редуцираният модел губи точност във високите честоти на динамиката си. Ако е зададена опцията ...StateElimMethod, 'Truncate'..., тогава функцията ще премахне състоянията със слабо влияние, без да променя останалите състояния на

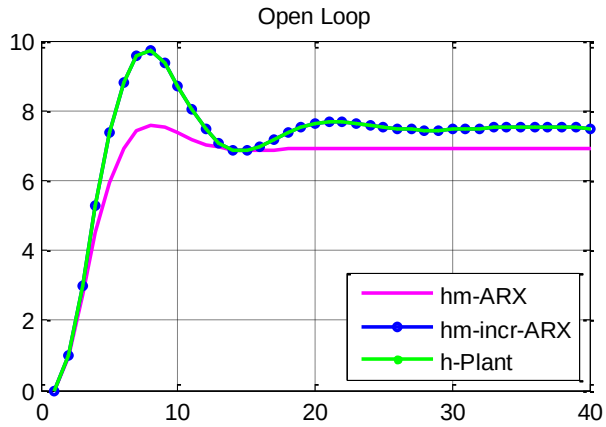
системата. В този случай редуцираният модел ще бъде по-качествен в бързите преходи за сметка на понижена точност в ниските честоти. Следователно, изборът на метод зависи от желаната динамика на редуцирания модел и неговото конкретно приложение.

Реализиран е следният тест за оценяване. За набора от данни, получени в третия експеримент, е извършено оценяване на ARX модели от втори до шестнадесети ред. Последователно са съпоставени преходните функции на тези модели с преходната функция на обекта и са изчислени съответни интегрални квадратични показатели на близостта на модел с обект.

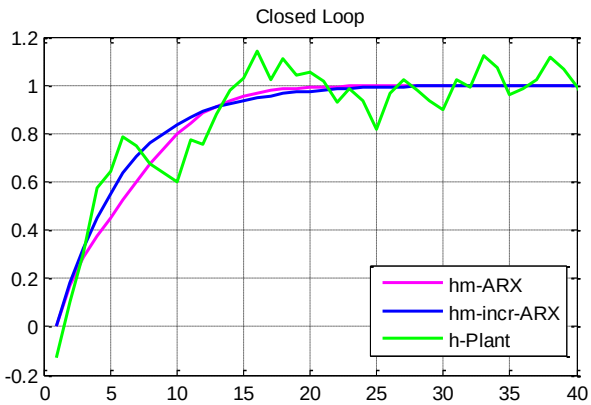
Може да се изкаже твърдението, че с повишаване на реда на модела не се постига непременно по-добра близост на модела с обекта, т.е. оптимизационната задача на избора на най-добър модел има унимодален характер за избрания стандартен показател за близост. Изследванията водят до най-добър резултат за оценения модел от 12-ти ред.

На фиг.2.а са сравнени незашумените преходни процеси на обекта и ARX модели от втори (първоначален) и дванадесети (завишен) ред. На фиг.2.б са дадени изходите на затворената система при единично задание в случаите на зашумен обект и оценени ARX модели от втори (първоначален) и дванадесети (завишен) ред.

Анализът на значимите състояния на модела от 12-ти ред показва, че те са 2, следователно при редуциране на модела до 2-ри ред няма да се изгуби съществена информация при понижаването на реда, независимо от използваната опция във функция ***balred*** (табл.2).



(а). Незашумени преходни процеси в отворен контур на управление



(б). Изходите на системата (зашумен обект) при единично задание

Фиг.2. Обект и оценени ARX модели от втори и девети ред

Табл.2. Оценки на параметрите на ARX и ARX-редуцурани модели

	A			B			C		
	a_0	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2	c_0	c_1	c_2
Обект	**1**	**-1.5**	**0.7**	**0**	**1**	**0.5**	**1**	**-1**	**0.2**
ARX	1	-1.42	0.63	0	0.97	0.52	-	-	-
ARX редуциран по Match	1	-1.51	0.71	-0.0054	1.01	0.47	-	-	-
ARX редуциран по Trunc	1	-1.51	0.71	0	0.99	0.48	-	-	-

4. GBELS неизместено оценяване на ARX модели на обекти, функциониращи в затворен контур на управление

В този раздел е представен методът GBELS (General Bias-Eliminated Least-Squares – разширен метод на НМК с корекция на отместването на оценките) [6], като алтернатива на авторския алгоритъм, предложен в раздел 3. По-долу са дадени детайлно отделни части от алгоритъма.

Стъпка 1: Изчисляване на оценките на ковариационните матрици и вектори от входно-изходните данни

За изчисляването на оценката на ковариационната матрица на входно-изходните данни $\hat{R}_{\varphi\varphi}(N)$ се използва векторът на наблюдението:

$$\varphi_t^T = [y_t^T; u_t^T] = [y(t-1) \dots y(t-na); u(t-d)\, u(t-d-1) \dots u(t-d-nb)],$$

където $y(t-1)$ е измереният изходен сигнал в момента $t-1$; na е редът на полином $A(q^{-1})$; d е чистото закъснение на системата; $u(t-d)$ е измереният входен сигнал в момента $t-d$; nb е редът на полином $B(q^{-1})$.

За изчисляването на оценката на ковариационния вектор на входно-изходните данни и изходния сигнал $\hat{R}_{\varphi y}(N)$ се използва отново векторът на наблюдението φ_t^T и съответната стойност във времето на изходния сигнал $y(t)$.

$$\hat{R}_{\varphi\varphi}(N) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} \varphi_t \varphi_t^T , \qquad \hat{R}_{\varphi y}(N) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} \varphi_t y(t)$$

За изчисляването на оценката на ковариационната матрица на входно-изходните данни и входния сигнал $\hat{R}_{\varphi\eta}(N)$ се използва векторът на наблюдението φ_t^T и векторът на входния сигнал:

$$\eta_t^T = [u(t-m2-1) \dots u(t-m2-m)],$$

където $m2$ е максимумът от nc (ред на полином $C(q^{-1})$) и сбора $d+nb$; $m = na + m1 - d + 1$; $m1$ е минимумът от nc и сбора $d+nb$;

За изчисляването на оценката на ковариационния вектор на входните данни и изходния сигнал $\hat{R}_{\eta y}(N)$ се използва отново векторът на входния сигнал η_t^T и съответната стойност във времето на изходния сигнал $y(t)$.

$$\hat{R}_{\varphi\eta}(N) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} \varphi_t \eta_t^T , \qquad \hat{R}_{\eta y}(N) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} \eta_t y(t)$$

Стъпка 2: Прилагане на стандартен НМК за изчисление на отместени оценки на параметрите на обекта

Изчислява се оценката на параметрите на обекта $\hat{\theta}_{LS}(N)$ по стандартния метод на НМК и използвайки ковариационните матрици и вектори, които е изчислена в Стъпка 1.

$$\hat{\theta}_{LS}(N) = \hat{R}_{\varphi\varphi}^{-1}(N)\hat{R}_{\varphi y}(N).$$

Стъпка 3: Изчисляване на корекцията на изместената оценка

Получената оценка от Стъпка 2 е изместена и методът предлага изчисляване на корекция, чрез която моделът на обекта да бъде достоверен. Корекцията е:

$$\hat{R}_{\varphi\varphi}^{-1}(N)H\hat{R}_{\varphi e1}(N),$$

където H е матрица със следното описание: $H = \begin{bmatrix} I_m \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{nab\times m}$, $\hat{R}_{\varphi e1}(N)$ е матрица, описана по-долу. За да се изчисли тази корекция се извежда още една оценка на ковариационна матрица между входно-изходните данни и грешката.

$$\hat{R}_{\varphi e1}(N) = [\hat{R}_{\varphi\eta}^{T}(N)\hat{R}_{\varphi\varphi}^{-1}(N)H]^{-1}[\hat{R}_{\varphi\eta}^{T}(N)\hat{\theta}_{LS}(N) - \hat{R}_{\eta y}(N)].$$

Стъпка 4: Прилагане на корекцията на отместването на оценката

След изчисляване на корекцията от Стъпка 3 се преминава към изчисляване на оценката $\hat{\theta}_{GBELS}(N)$ на параметрите на обекта, функциониращ в затворена система, която да бъде достоверна и неотместена.

$$\hat{\theta}_{GBELS}(N) = \hat{\theta}_{LS}(N) - \hat{R}_{\varphi\varphi}^{-1}(N)H\hat{R}_{\varphi e1}(N).$$

Изследван е **тестов пример за оценяване на ARX модел на неустойчив обект** с ARMAX структура и един такт закъснение ($(d = 2)$[6]:

$$A(q^{-1}) = 1 - 2.5q^{-1} + 1.1q^{-2}, \quad B(q^{-1}) = 0 + 0.q^{-2} + 1.0q^{-2} - 0.6q^{-3},$$
$$C(q^{-1}) = 1 - 1.3q^{-1} + 1.1q^{-2}.$$

Единият от полюсите на зададения обект е разположен извън единичната окръжност: $q_1 = 1.9301$, а другият – $q_2 = 0.5699$. Неустойчивият обект е стабилизиран със следния закон за управление:

$$u(t) = \frac{1.5 + 0.5q^{-1}}{1 + 0.9q^{-1}}e(t).$$

Полюсите на стабилизираната затворена система са разположени изцяло в единичната окръжност: $q_1 = -0.6208$, $q_{2,3} = 0.6694 \pm 0.3159i$, $q_4 = 0.8819$. За целите на идентификацията са измерени данни с дължина $N = 1000$ при 15% съотношение на мощностите (стандартните отклонения) на шум и полезен сигнал.

Чрез метода Монте-Карло са организирани 500 независими симулационни формирания на данните от експеримента с изследваната система за управление, като съответните оценки на параметрите са осреднени и показани в табл.3. Изчислена е величината RS като интегрална квадратична грешка на изходите на незашумения обект и оценения модел при един и същи входен сигнал.

Табл. 3. Сравняване на изчислените коефициенти от проучваните методи

Обект		A			B		C			Време за изчисление [sec]	RS [%]
		a0	a1	a2	b2	b3	c0	c1	c2		
		1	**-2.5**	**1.1**	**1**	**-0.6**	**1**	**-1.3**	**1.1**		
Метод	LS	1	-1.59	-0.63	0.97	0.32	-	-	-	0. 0188	48.5
	GBELS	1	-2.41	1.00	1.10	-0.55	-	-	-	0. 0189	4.4
	ARMAX	1	-2.51	1.14	0.99	-0.62	1	-1.18	0.93	1.12	0.9

Изследван е **тестов пример за оценяване на ARX модел на устойчив обект** с ARMAX структура. Използва се схема, идентична с тази от третия експеримент в раздел 2, за генериране на 1000 данни. Оценките на параметрите са осреднени след 200 проведени оценяващи процедури с различни симулационни данни за изучавания обект и са показани в табл.4.

Табл. 4. Сравняване на изчислените коефициенти от проучваните методи

Обект		A			B		C			Време за изчисление [sec]	RS [%]
		a0	a1	a2	b2	b3	c0	c1	c2		
		1	**-1.5**	**0.7**	**1**	**0.5**	**1**	**-1**	**0.2**		
Метод	LS	1	-1.16	0.43	1.03	0.81	-	-	-	0.0187	17.9
	GBELS	1	-1.48	0.62	1.0	0.34	-	-	-	0.0188	2.8
	ARMAX	1	-1.51	0.71	0.98	0.49	1	-1.0	0.2	1.055	0.2

Основният извод от прилагане на методите в раздел 3 и 4 е в това, че те доближават оценките на моделите до тези, получени с функцията ***armax***, без да ги превъзхождат. Сериозното предимство на ARX оценяването остава многократното по-малко време за изчисляване на оценяващата процедура.

5. Заключение

Настоящият доклад представя нов подход за идентификация на зашумени обекти, функциониращи в затворен контур, чрез ARX модели от висок ред. Авторите отчитат, че поредната предлагана двустъпкова процедура не може да замени итеративните алгоритми на метода на предсказаната грешка, заложени в ***System Identification Toolbox***, които постигат по-добри резултати за сметка на по-големи с порядък изчислителни операции.

Литература

1. Ljung, L. System Identification Toolbox. The *MathWorks, Inc. 1988-2014.*
2. Van den Hof, P. Closed-loop issues in SI. *An. Rev. in Control*, 22, 1998, 173–186.
3. Gilson, M., Van den Hof, P. On the relation between a BELS and an IV estimator in closed-loop identification. *Automatica*, *37*(10), 2001. 1593–1600.
4. Marion Gilson, Paul Van den Hof. IV methods for closed-loop system identification. *Automatica 41, 2005*, 241-249.

5. Zheng, Wei Xing. An Efficient Method for Direct Closed-Loop Identification. *Proc. 40th IEEE Conf. on DC, Orlando, Florida USA, Dec. 2001*, 4344-4345.
6. Zheng, Wei Xing. Improved direct identification of lin,. Sys. in cl.-loop operation. *Proc.41st IEEE Conf. on DC, Las Vegas, Nev. USA, Dec. 2002*, 275-280.
7. Zheng, Wei Xing. Application of BELS Based Methods in Direct Identification of Linear Systems from Closed Loop Data. *Proc. 42nd IEEE Conf. on DC, Maui, Hawaii USA, Dec. 2003*, 4539-4544.
8. Westwick, David T. , Eric J. Perreault. Unbiased Identification of Finite Impulse Response Linear Systems Operating in Closed-Loop. *Proc. 28th IEEE EMBS Ann. Int. Conf. New York City, USA, Aug 30-Sept 3*, 2006, 2118-2121.
9. Lianming Sun, Hiromitsu Ohmori and Akira Sano. Direct Closed-loop Identification of Unstable System by Output Inter-sampling Scheme. *Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California, June 1999*,321-325.
10. Doraiswami, R. Two-stage identification with applications to control, feature extraction, and spectral estimation. *IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 152, No. 4, July 2005*. 379-386.
11. Landau, I.D. and Alireza Karimis. Recursive Algorithms for Ident. in Cl. Loop.: A Unified Approach and Evaluation. *Autom., Vol. 33. No. 8, 1997,1499-1523*.

Автори: Цвета Спасова, бак. инж, кат. „Системи и управление“, *tsvetasp@mail.bg*; Емил Михайлов Гарипов, проф. д-р, кат. „Системи и управление“, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail adress: *emgar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** доц. д-р Ц. Славов

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

РЕДУЦИРАНЕ НА РЕДА НА МОДЕЛА ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА ХАНКЕЛОВИЯ ОПЕРАТОР

Камен Перев

Резюме: *Докладът разглежда задачата за редуциране на реда на модела чрез съчетаното действие на декомпозиционните и проекционни методи на редукция. Представени са операторите на достижимост (управляемост) и наблюдаемост. Показано е, че тези оператори определят грамианите на системата и същевременно дефинират подпространствата на Крилов. Операторите на управляемост и наблюдаемост определят и действието на оператора на Ханкел, който обединява свойствата достижимост (управляемост) и наблюдаемост на системата, които обаче са отнесени за различни времеви интервали. Операторът на Ханкел в дискретната област стои в основата на метод, използващ апроксимация по най-малките квадрати за изчисляване на проекция, която се прилага в процедура за редуциране на реда на модела. Свойствата на представения метод са демонстрирани чрез проведените експерименти, които потвърждават неговата ефективност.*
***Ключови думи*:** *оператори на достижимост и наблюдаемост, оператор на Ханкел, апроксимация по най-малките квадрати*

MODEL ORDER REDUCTION BY USING THE HANKEL OPERATOR

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of model order reduction by using a combination between the methods of decomposition and the projection methods. The operators of reachability (controllability) and observability are presented. It is shown that these operators define the system gramians and also determine the subspaces of Krylov. The reachability and observability operators establish the behavior of the Hankel operator, which unites the reachability and observability properties, related however to different time intervals. The Hankel operator in discrete domain serves as a basis for a method, which utilizes a procedure of least squares approximation for computing a projection, applied for model order reduction. The properties of the presented method are demonstrated by several experiments, showing its effectiveness.*
***Keywords*:** *reachability and observability operators, Hankel operator, least squares approximation*

1. Въведение

Моделите на някои физически процеси се характеризират със своята голяма размерност. Симулирането на такъв тип модели е свързано с трудности от чис-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

лен характер, което налага да се използват процедурите за редуциране на реда на модела. Целта е да се намали броят на уравненията описващи даденото физическо явление, като същевременно се запазят някои основни връзки и съотношения между характеризиращите го променливи. При процедурите за редуциране на реда на модела, първоначалната задача от висок ред се замества със задача от по-нисък ред, като входно-изходното съотношение в системата се запазва в рамките на предварително зададено ниво на точност.

В [1] са представени два основни подхода за редуциране на реда на модела: *i)* подход базиран на декомпозиция по сингулярни стойности и *ii)* подход базиран на проекция върху подпространства на Крилов. Основни методи при първия подход са: метод на балансовите реализации, метод на правилната ортогонална декомпозиция и метод на реализиации с минимална ханкелова норма. Методът на балансовите реализации е представен в [5] и се характеризира с промяна на координатната система на описание на системата, при която грамианите на достижимост и наблюдаемост се получават еднакви диагонални матрици. Основно преимущество на метода на балансовите реализации е, че съхранява устойчивостта на редуцирания модел и се задава горна граница на грешката от апроксимация. Методът на правилната ортогонална декомпозиция намира своето найголямо приложение като оперира върху извадка от дискретни стойности на траекториите на състоянието [6]. Редукцията в реда на описанието се осъществява чрез проекция на Галеркин или Петров – Галеркин. Методът на правилната ортогонална декомпозиция успешно се прилага както към линейни, така и към нелинейни динамични системи и се характеризира с простота на изчисленията, но е значително по-неточен от метода на балансовите реализации. Методът на реализациите с минимална ханкелова норма се базира на системна реализация, която минимизира нормата индуцирана от ханкеловия оператор [3]. Теорията на апроксимациите с минимална ханкелова норма дава формули в явен вид за оптимална и суб-оптимална апроксимация на линейни системи, както и горна граница на грешката от апроксимация.

При втория подход, редуцирането на реда на системата се осъществява чрез проекция върху подпространствата на управляемите и наблюдаеми състояния на системата. Основните методи при този подход са методът на Ланцош и методът на Арнолди [1]. Редукцията на реда на модела и при двата метода се осъществява чрез съкращаване на част от вектора на състоянията, което се осъществява чрез проекция върху подпространство на пространството на състоянията. На всяка итерация при метода на Арнолди се формира проекция на Галеркин върху подпространство на Крилов генерирано от стълбовете на матрицата на управляемост. При метода на Ланцош итеративно се формира проекция на Петров – Галеркин върху подпространство на Крилов генерирано от стълбовете на матриците на управляемост и наблюдаемост. По този начин състоянията на първоначалната система се изобразяват чрез наклонена проекция върху подпространството на управляемите и наблюдаеми състояния на системата. И при двата метода се съхраняват коефициентите от развитието в ред на Лоран на предавателната матрица на редуцирания модел. Този тип апроксимация е известен в литературата още като апроксимация чрез приравняване на моментите [1].

Целта на тази разработка е да се изследва връзката между методите за редуциране на реда на модела базирани на декомпозиция по сингулярни стойности и проекционните методи върху подпространства на Крилов. Показано е, че в основата на двата основни методи са операторите на достижимост (управляемост) и достижимост. Комбинираното действие на операторите на управляемост и достижимост се осъществява чрез оператора на Ханкел, който в дискретната област дефинира процедура за апроксимация по най-малките квадрати. По своите апроксимиращи свойства разгледаният метод заема междинно положение между декомпозиционните и проекционни методи.

2. Основни операторни връзки и съотношения в линейни динамични системи свързани със свойствата управляемост и наблюдаемост

Разглеждаме устойчивата линейна динамична система описана в пространство на състоянията:

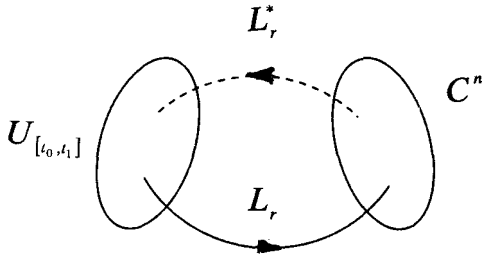
$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t), \qquad (1.1)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t), \qquad x(t_0) = x_0 \qquad (1.2)$$

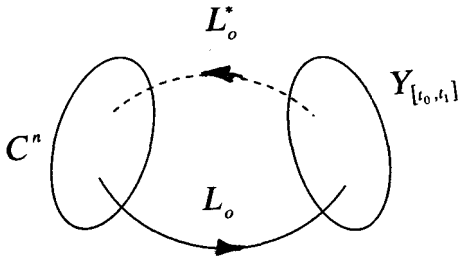
Операторът на достижимост $L_r : PC([t_0, t_1]) \to C^n$, където $PC([t_0, t_1])$ е множеството на по части непрекъснатите функции дефинирани на интервала $[t_0, t_1]$, изобразява всеки допустим входен сигнал $u \in U_{[t_0,t_1]} \subset PC([t_0, t_1])$ във вектор на състоянието чрез израза $L_r : u_{[t_0,t_1]} \to \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t_1, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau$. За определяне на спрегнатия на L_r оператор L_r^* се използва скаларното произведение $\langle z, L_r u\rangle = \langle L_r^* z, u\rangle$, което е изпълнено за всеки вектор $z \in C^n$ и всеки допустим входен сигнал $u \in U_{[t_0,t_1]} \subset PC([t_0, t_1])$ [2]:

$$\langle z, L_r u\rangle_n = z^* \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t_1, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau = \int_{t_0}^{t_1} \left[B^*(\tau)\Phi(t_1, \tau)^* z\right]^* u(\tau)d\tau = \langle L_r^* z, u\rangle_{PC} \qquad (2)$$

или спрегнатият оператор се определя от изображението $L_r^* : C^n \to PC([t_0, t_1])$ и се дефинира чрез $L_r^* : z \to B(\cdot)^* \Phi(t_1, \cdot)^* z$ за всяко $z \in C^n$. Условието за управляемост на всички състояния $R(L_r) = C^n$ е еквивалентно на условието $R(L_r L_r^*) = C^n$ или $\det W_r(t_0, t_1) \neq 0$, където грамианът на достижимост се дефинира чрез израза: $W_r(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t_1, \tau)B(\tau)B(\tau)^* \Phi(t_1, \tau)^* d\tau$. Ясно е, че грамианът на достижимост $W_r(t_0, t_1)$ е матричното представяне на оператора $L_r L_r^* : C^n \to C^n$ и представлява изображение между вектори на състоянието. Аналогично на оператора на достижимост се дефинира операторът на управляемост $L_c : PC([t_0, t_1]) \to C^n$, $L_c : u_{[t_0,t_1]} \to \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t_0, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau$, който има аналогично значение за управляемостта на линейната система, както и операторът на достижимост. Връзката между



Фиг.1. Оператор на достижимост



Фиг.2. Оператор на наблюдаемост

двата оператора се дава чрез израза $R(L_r)=\Phi(t_1,t_0)R(L_c)$. Връзката между началното условие x_0 и изходния сигнал $y_{[t_0,t_1]}$, което се определя от израза $y(t)=C(t)\Phi(t,t_0)x_0$ за $t\in[t_0,t_1]$, е в основата на свойството наблюдаемост на системата (1). Дефинираме оператора на наблюдаемост на интервала $[t_0,t_1]$ чрез израза $L_o:C^n\to PC([t_0,t_1])$, като $L_o:x_0\to C(\cdot)\Phi(\cdot,t_0)x_0|_{[t_0,t_1]}$. Състоянието x_0 е ненаблюдаемо на интервала $[t_0,t_1]$, ако реакцията на изхода при нулев входен сигнал е тъждествено нула на този интервал. По този начин състоянието x_0 е ненаблюдаемо, ако $x_0\in \mathrm{N}(L_o)$, където $\mathrm{N}(L_o)$ е ядрото на оператора L_o. Множеството на всички състояния на двойката $(C(\cdot),A(\cdot))$, които са ненаблюдаеми на интервала $[t_0,t_1]$ е линейното подпространство $\mathrm{N}(L_o)$. Тогава двойката $(C(\cdot),A(\cdot))$ е наблюдаема на интервала $[t_0,t_1]$, ако $\mathrm{N}(L_o)=\{0\}$, което е еквивалентно на условието $\mathrm{N}(L_o^*L_o)=\{0\}$, където L_o^* е спрегнатият оператор на наблюдаемост на системата. Матричното представяне на оператора $L_o^*L_o:C^n\to C^n$ е грамианът на наблюдаемост на системата, който се дефинира чрез израза $W_o(t_0,t_1)=\int_{t_0}^{t_1}\Phi(\tau,t_0)^*C(\tau)^*C(\tau)\Phi(\tau,t_0)d\tau$. Ако системата (1) е стационарна, важна роля за анализа на системата играят крайномерните матрици на управляемост и наблюдаемост. Матрицата на наблюдаемост се дефинира чрез $O=\begin{bmatrix}C^* & A^*C^* & \cdots & \left(A^{n-1}\right)^*C^*\end{bmatrix}$, а матрицата на управляемост се дефинира чрез $\Gamma=\begin{bmatrix}B & AB & \cdots & A^{n-1}B\end{bmatrix}$. Използвайки теоремата на Кели – Хамилтън може да се покаже, че подпространствата $R(\Gamma)$ и $\mathrm{N}(O)$ са A – инвариантни, т.е ако един вектор $v\in R(\Gamma)$ $(v\in \mathrm{N}(O))$, то и векторът $Av\in R(\Gamma)(Av\in \mathrm{N}(O))$. Състоянието x_0 е ненаблюдаемо на интервала $[t_0,t_1]$, ако реакцията на изхода при нулев входен сигнал $y(t)=C\exp(At)x_0=0$ за всяко $t\in[t_0,t_1]$. Ако представим матричната експонента в ред на Тейлър $\exp(At)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(At)^k}{k!}$, тогава условието за ненаблюдаемост на състоянието x_0 може да се представи във вида $CA^kx_0=0,\ \forall k\in N$. Но тогава от теоремата на Кели – Хамилтън следва, че $CA^kx_0=0$ за $k=0,1,\ldots,n-1$, което е еквивалентно на условието $x_0\in \mathrm{N}(O)$. Тогава двойката $(C(\cdot),A(\cdot))$ е наблюдаема на интервала $[t_0,t_1]$, ако $\mathrm{N}(O)=\{0\}$. Условията за достижимост на състоянията се получават от връзката на системата (1) с нейната дуална. Ако означим чрез $\tilde{O}$

матрицата на наблюдаемост на дуалната система, то $R(L_c)=\mathrm{N}(\widetilde{O})^{\perp}$ или подпространството на управляемите състояния се допълва от подпространството на ненаблюдаемите състояния на дуалната система. Но тогава е в сила съотношението $\mathrm{N}(\widetilde{O})^{\perp}=R(\widetilde{O}^{*})=R(\Gamma)$, тъй като спрегнатата матрица на наблюдаемост на дуалната система е равна на матрицата на управляемост на първоначалната система $\widetilde{O}^{*}=\Gamma$. Като се използва съотношението $\exp(At_1)R(L_c)=R(L_r)$ и условието за A – инвариантност на подпространството $R(\Gamma)$, може да се покаже, че $R(L_r)=R(\Gamma)$. Тогава двойката $(A(\cdot),B(\cdot))$ е управляема на интервала $[t_0,t_1]$, ако е изпълнено условието $R(\Gamma)=C^n$. По този начин се установява еквивалентността на следните условия за управляемост [2]: $R(L_r)=R(L_rL_r^{*})=R(\Gamma)=C^n$ и съответно за наблюдаемост $\mathrm{N}(L_o)=\mathrm{N}(L_o^{*}L_o)=\mathrm{N}(O)=\{0\}$. Тези условия са следствие на по-общите резултати, че множеството на достижимите състояния се задава чрез $R(L_r)=R(L_rL_r^{*})$, а множеството на ненаблюдаемите състояния е $\mathrm{N}(L_o)=\mathrm{N}(L_o^{*}L_o)$, което показва операторната връзка между методите за редуциране на реда на модела, които са базирани на балансови реализации и на проекция върху подпространства на Крилов.

3. Ролята на оператора на Ханкел при редуцираненa реда на модела

Разглеждаме устойчивата линейна стационарна динамична система описана в пространство на състоянията:

$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t), \qquad (3.1)$$

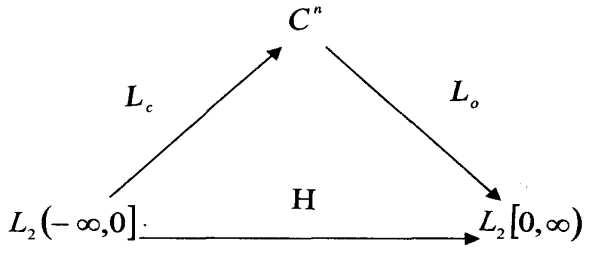
$$y(t)=Cx(t)+Du(t), \qquad x(0)=x_0 \qquad (3.2)$$

Операторът на Ханкел се задава чрез израза: $\hat{\mathrm{H}}:H_2^{\perp}\to H_2$, където H_2 е пространството на Харди с 2-норма, което е подпространство на $L_2(-j\infty,j\infty)$ с аналитични функции в дясната комплексна полуравнина, а $H_2^{\perp}$ е неговото допълнение в $L_2(-j\infty,j\infty)$, т.е. с аналитични функции в лявата комплексна полуравнина. Във времевата област този оператор се дефинира чрез израза $\mathrm{H}:L_2(-\infty,0]\to L_2[0,\infty)$, $\mathrm{H}:u_-\to y_+$, където $y_+(t)=\mathrm{H}(u_-)(t)=\int_{-\infty}^{0}h(t-\tau)u(\tau)d\tau$, $t\ge 0$. Така операторът на Ханкел задава бъдещи стойности на изходния сигнал като функция на минали стойности на сигнала $u\in L_2(-\infty,0]$, който се конволюира със импулсната характеристика на системата $h(\cdot)$:

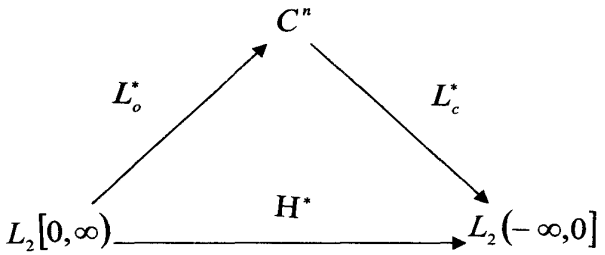
$$(\mathrm{H}u)(t)=\begin{cases}\int_{-\infty}^{0}h(t-\tau)u(\tau)d\tau, & t\ge 0\\ 0, & t<0\end{cases} \qquad (4)$$

Операторът на Ханкел има интерпретацията да изобразява минали стойности на входния сигнал $u(t)$ за $t\le 0$ върху бъдещи стойности на изходния сигнал $y(t)=\mathrm{H}(u)(t)$ за $t\ge 0$. Спрегнатият оператор на Ханкел се задава чрез израза $\hat{\mathrm{H}}^{*}:H_2\to H_2^{\perp}$, като във времевата област се дефинира с $\mathrm{H}^{*}:L_2[0,\infty)\to L_2(-\infty,0]$, $\mathrm{H}^{*}:y_+\to u_-$, където $u_-(t)=\mathrm{H}^{*}(y_+)=\int_{0}^{\infty}h^{*}(-t+\tau)y(\tau)d\tau$, $t\le 0$ и изобразява бъдещи

стойности на изходния сигнал в минали стойности на входния сигнал. Ако приемем, че импулсната характеристика се представя във вида $h(t)=Ce^{At}B$, тогава можем да запишем $(\mathrm{H}u)(t)=Ce^{At}\int_{-\infty}^{0}e^{-A\tau}Bu(\tau)d\tau=Ce^{At}x_0$, $t\geq 0$, където $x_0=\int_{-\infty}^{0}e^{-A\tau}Bu(\tau)d\tau$. Разглеждаме оператора на управляемост върху отрицателната реална ос $L_c:L_2(-\infty,0]\to C^n$, $L_cu=\int_{-\infty}^{0}e^{-A\tau}Bu(\tau)d\tau$ и оператора на наблюдаемост върху положителната реална ос $L_o:C^n\to L_2[0,\infty)$, $L_ox_0=Ce^{At}x_0$, $t\geq 0$. Тогава $x_0=L_cu(t)\in L_2(-\infty,0]$ е състоянието на системата в момента $t=0$ при прилагане на минали стойности на входния сигнал и $y(t)=L_ox_0$, $t\geq 0$ са бъдещите стойности на изходния сигнал при начално състояние x_0 и нулев входен сигнал. Може лесно да се покаже, че $\mathrm{H}=L_oL_c$ [7]. Тогава, ако разгледаме спрегнатите оператори $L_c^*:C^n\to L_2(-\infty,0]$, $L_c^*x_0=B^*e^{-A^*t}x_0$, $t\leq 0$ и $L_o^*:L_2[0,\infty)\to C^n$, $L_o^*y(t)=\int_{0}^{\infty}e^{A^*t}C^*y(t)dt$, $t\geq 0$ получаваме спрегнатия оператор на оператора на Ханкел във вида $\mathrm{H}^*=(L_oL_c)^*=L_c^*L_o^*:L_2[0,\infty)\to L_2(-\infty,0]$, като $(\mathrm{H}^*y)(\tau)=\int_{0}^{\infty}B^*e^{A^*(t-\tau)}C^*y(t)dt$, $\tau\leq 0$. За линейната стационарна система (3), установените стойности на грамианите на управляемост и наблюдаемост се задават във вида $W_c=\int_{0}^{\infty}e^{At}BB^*e^{A^*t}dt$ и $W_o=\int_{0}^{\infty}e^{A^*t}C^*Ce^{At}dt$.



Фиг.3. Действие на оператора на Ханкел



Фиг.4.Действие на спрегнатия оператор на Ханкел

Ясно е че $L_cL_c^*x_0=W_cx_0$ и $L_o^*L_ox_0=W_ox_0$ за всяко $x_0\in C^n$. Тогава операторът $\mathrm{H}^*\mathrm{H}$ и матрицата W_cW_o имат едни и същи собствени стойности. Така квадратът на ненулевите сингулярни стойности на оператора на Ханкел са собствени стойности на произведението на грамианите на достижимост и наблюдаемост. Сингулярните стойности на оператора на Ханкел се наричат ханкелови сингулярни стойности. В сила е и съотношението $\|\hat{\mathrm{H}}\|_{2,ind}=\|\mathrm{H}\|_{2,ind}=\sqrt{\lambda_{\max}(W_cW_o)}$.

Разглеждаме линейната дискретна стационарна устойчива система:

$$x(k+1)=A_dx(k)+B_du(k), \tag{5.1}$$

$$y(k)=C_dx(k)+D_du(k), \qquad x(0)=x_0 \tag{5.2}$$

Операторът на Ханкел в дискретната област се дефинира чрез израза: $\mathrm{H}: l_2(Z_-) \to l_2(Z_+)$, $u_- \to y_+$, където $y_+(n) = \mathrm{H}(u_-)(n) = \sum_{k=-\infty}^{-1} h(n-k)u_-(k)$, $n \geq 0$. Матричното представяне на оператора на Ханкел H се дава във вида:

$$\begin{pmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & \cdots \\ h_2 & h_3 & h_4 & \cdots \\ h_3 & h_4 & h_5 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u(-1) \\ u(-2) \\ u(-3) \\ \vdots \end{pmatrix}, \tag{6}$$

където матрицата на оператора се нарича ханкелова матрица. Тъй като операторът на Ханкел изобразява минали стойности на входния сигнал върху бъдещи стойности на изходния сигнал, то може да се запише:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{-1} C_d A_d^{n-k+1} B_d u(k) = C_d A_d^n \sum_{k=1}^{\infty} A_d^{k-1} B_d u(-k), \tag{7}$$

като изразът за изходния сигнал $y(n)$ може да се представи във вида:

$$y(n) = C_d A_d^n x_0, \quad \text{където} \quad x_0 = \sum_{k=1}^{\infty} A_d^{k-1} B_d u(-k) \tag{8}$$

Непосредствено се вижда, че елементите на ханкеловата матрица представляват дискретните стойности на импулсната характеристика на изследваната система $h_k = C_d A_d^{k-1} B_d$. За непрекъснати по време системи при развитие на предавателната функция в ред на Лоран около стойността на лапласовата променлива в безкрайност се получава $\sum_{k>0} h_k s^{-k} = \sum_{k>0} CA^{k-1} B s^{-k} = C(sI - A)^{-1} B$, където параметрите $h_0 = D$, $h_k = CA^{k-1}B$, $k = 1,2,\ldots$ се наричат параметри на Марков. Ако редицата от параметри на Марков е реализуема чрез тройката (C, A, B), то матрицата на Ханкел може да бъде представена във факторната форма $H = O(C,A)\Gamma(A,B)$, където $O(C,A)$ и $\Gamma(A,B)$ са безкрайномерните матрици на наблюдаемост и управляемост [1]. Така се оказва, че ханкеловата матрица на дискретната система има аналогичен запис както с матрицата на Ханкел съдържаща параметрите на Марков, т.е. $H = \begin{pmatrix} CB & CAB & \cdots \\ CAB & CA^2B & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} = O(C,A)\Gamma(A,B)$. За дискретни системи са в сила изразите $W_c = \Gamma\Gamma^* = \sum_{k=0}^{\infty} A^k BB^* (A^*)^k$ и $W_o = O^*O = \sum_{k=0}^{\infty} (A^*)^k C^* CA^k$.

Разглеждаме дискретната система (5) и означаваме матрицата на Ханкел която съдържа първите k стълба, т.е. ханкеловата матрица от k-ти ред чрез израза $H_k = OR_k$ и означаваме $(k+1)$-ия стълб съответно чрез $h_{k+1} = OA_d^k B$. Търси се проекцията на h_{k+1} върху линейната обвивка генерирана от останалите стълбове от ред k, които се съдържат в матрицата H_k. Най-доброто приближение по най-малките квадрати се задава чрез съотношението $H_k x_{LS} = h_{k+1} + \varepsilon_{LS}$, където ε_{LS} е грешката от апроксимация. Решението на това уравнение, получено чрез решаване на задачата на най-малките квадрати се дава във вида [1]:

$$x_{LS} = \left(H_k^* H_k\right)^{-1} H_k^* h_{k+1} = \left(\Gamma_k^* W_o \Gamma_k\right)^{-1} \Gamma_k^* W_o A_d^k B_d \,. \qquad (9)$$

Така редуцираният от k-ти ред модел, получен чрез проекция върху подпространството определено от първите k стълба на матрицата на Ханкел се задава във вид: $A_{LS} = P_L A_d P_R$, $B_{LS} = P_L B_d$, $C_{LS} = C_d P_R$, където $P_R P_L$ е оператор на проекция, като $P_L = \left(\Gamma_k^* W_o \Gamma_k\right)^{-1} \Gamma_k^* W_o$ и $P_R = \Gamma_k$. Грамианът на наблюдаемост се получава след решаване на дискретното уравнение на Ляпунов $A_d^* W_o A_d + C_d^* C_d = W_o$, където $W_o = O^* O$. Представеният метод съчетава положителните черти на методите базирани на декомпозиция по сингулярни стойности и на проекционните методи. Когато системата е непрекъсната е необходимо преобразуването й като дискретна, след което да се приложи алгоритъмът за редукция по най-малките квадрати и накрая, обратното преобразуване на системата в непрекъснат вид. За преобразуването на системата от дискретен в непрекъснат вид и обратно, се използват билинейните преобразувания $z = \dfrac{1+s}{1-s}$ и $s = \dfrac{z-1}{z+1}$. Връзката между описанията в непрекъснат и дискретен вид се задава чрез съотношенията [4]:

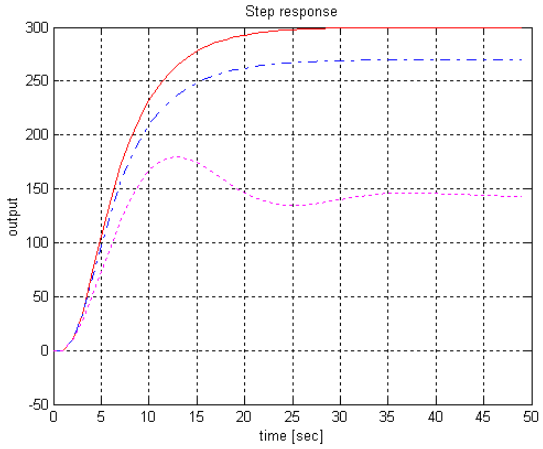
$$(A,B,C,D) \xrightarrow{s=\frac{z-1}{z+1}} \left\{ \begin{array}{ll} A_d = (I+A)(I-A)^{-1} & A = (A_d+I)^{-1}(A_d-I) \\ B_d = \sqrt{2}(I-A)^{-1} B & B = \sqrt{2}(A_d+I)^{-1} B_d \\ C_d = \sqrt{2} C (I-A)^{-1} & C = \sqrt{2} C_d (A_d+I)^{-1} \\ D_d = D + C(I-A)^{-1} B & D = D_d - C_d (A_d+I)^{-1} B_d \end{array} \right\} \xleftarrow{z=\frac{1+s}{1-s}} (A_d, B_d, C_d, D_d)$$

4. Експериментални резултати

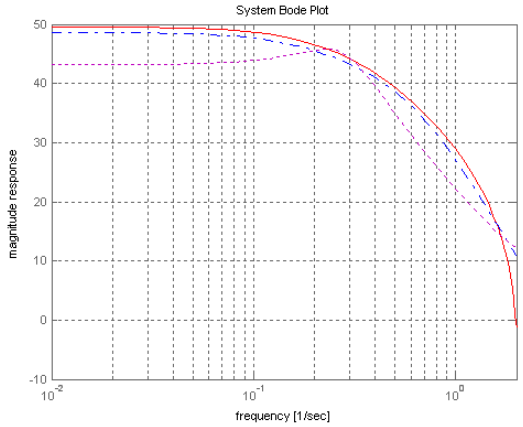
Разглеждаме линейната стационарна дискретна система (5) с матрици:

$$A_d = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad b_d = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 106.25 \\ 25 \end{bmatrix}, \qquad c_d = \begin{bmatrix} -233.33 \\ 127.08 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \qquad d_d = 0$$

След решаване на дискретното уравнение на Ляпунов $A_d^T W_o A_d + c_d^T c_d = W_o$ се определя грамианът на наблюдаемост и матрицата на ортогонална проекция $P_R P_L$, където $P_L = \left(\Gamma_k^T W_o \Gamma_k\right)^{-1} \Gamma_k^T W_o$ и $P_R = \Gamma_k$, като $\Gamma_k = \left[b_d \quad A_d b_d \quad \cdots \quad A_d^{k-1} b_d \right]$. Преходните характеристики на модела от пълен ред и на редуцираните модели от трети и втори ред са показани на фиг.5. Вижда се, че съществува грешка в установен режим между моделите от пълен и редуциран трети ред. Тази грешка се увеличава за модела от втори ред, като същевременно се променя и характера на преходната характеристика. Относителните грешки между моделите от пълен ред и съответните редуцирани модели от трети и втори ред са изчислени както следва: $\dfrac{\|y - y_3\|_2}{\|y\|_2} = 0.101$, $\dfrac{\|y - y_2\|_2}{\|y\|_2} = 0.4904$. Фиг.6 представя логаритмичните амплитудно-честотни характеристики на моделите от пълен ред и на редуцираните модели от трети и втори ред. Наблюдава се по-голяма разлика между Бодехарактеристиките на модела от пълен и редуциран втори ред в сравнение с модела от редуциран трети ред.



Фиг.5. Преходни характеристики на модела от пълен ред ----, 3-ти ред -.-.- и 2-ри ред .....



Фиг.6. Логаритмични честотни х-ки на модела от пълен ред ----, от 3-ти ред -.-.- и 2-ри ред .....

Като втори пример, разглеждаме линейната стационарна непрекъсната система (3), където системните матрици са представени както следва:

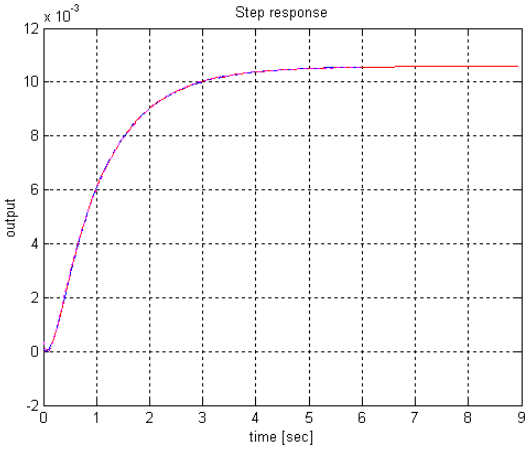
$$A=\begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -7 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -12 \end{bmatrix}, \quad b=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \end{bmatrix}, \quad c=\begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ 0 \\ 2 \end{bmatrix}^T$$

Матриците на дискретната система се получават чрез прилагане на билинейното преобразуване $s=\dfrac{z-1}{z+1}$, което съхранява устойчивостта на системата. След решаване на задачата на най-малките квадрати са изчислени матриците на проекция и са получени редуцираните модели от трети и втори ред. Прилагайки обратното билинейно преобразуване $z=\dfrac{1+s}{1-s}$, дискретните системи от редуциран ред са приведени отново в непрекъснат вид. Фиг.7 представя преходните характеристики на модела от пълен ред и на редуцираните модели от трети и втори ред. Непосредствено се вижда, че разликата между трите преходни характеристики е незначителна и редуцираните модели достатъчно точно апроксимират модела от пълен ред. Относителните грешки между преходните характеристики на системата от пълен ред и съответните характеристики на моделите от трети и втори ред са изчислени както следва $\dfrac{\|y-y_3\|_2}{\|y\|_2}=0.0654$, $\dfrac{\|y-y_2\|_2}{\|y\|_2}=0.0672$.

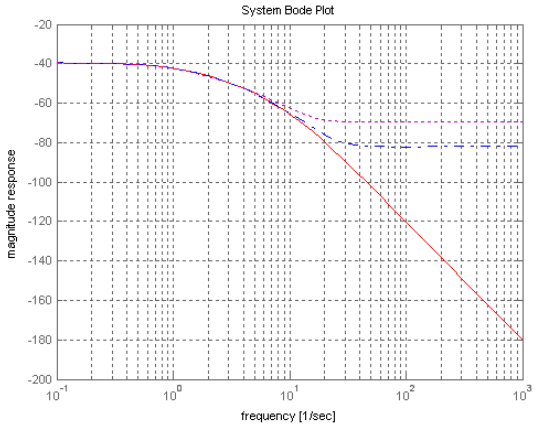
Фиг.8 представя характеристиките на Боде на модела от пълен ред и редуцираните модели от трети и втори ред. Вижда се, че в нискочестотната област трите честотни характеристики почти съвпадат, но се наблюдава ясно очертана разлика във високочестотната област.

5. Заключение

Тази разработка разглежда двата основни подхода за редуциране на реда на модела: чрез декомпозиция по сингулярни стойности и чрез проекция. Представена е



Фиг.7. Преходни характеристики на модела от пълен ред ----, 3-ти ред -.-.- и 2-ри ред .....



Фиг.8. Логаритмични честотни х-ки на модела от пълен ред ----, от 3-ти ред -.-.- и 2-ри ред ....

връзката между двата подхода, която се основава на операторите на достижимост (управляемост) и наблюдаемост. Операторите на управляемост и достижимост определят и действието на оператора на Ханкел, който обединява свойствата на достижимост (управляемост) и наблюдаемост на системата, които обаче са отнесени за различни времеви интервали. Операторът на Ханкел стои в основата на метод, използващ апроксимация по най-малките квадрати, който обединява положителните страни от двата основни подхода. Методът е тестван с дискретна и непрекъсната система, при което са показани неговите добри апроксимиращи свойства.

Литература

1. Antoulas, A., *Approximation of large – scale dynamical systems*, SIAM Publ., Philadelphia, 2005
2. Callier, F., C. Desoer, *Linear System Theory*, Springer-Verlag, N.Y., 1991
3. Glover, K., "All optimal Hankel – norm approximation of linear multivariable systems and their L^{∞} error bounds", *Intern Journ. Contr.*, vol. 39, № 6, pp. 1115 – 1193, 1984
4. Gugercin, S., A. Antoulas, "Model reduction of large-scale systems by least squares", *Linear Algebra Appl.*, 415, pp. 290 – 321, 2006
5. Moore, B., "Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability and model reduction", *IEEE Trans. Automat. Control*, vol. 26, № 1, pp. 17 – 32, 1981
6. Sirovitch, L., "Turbulence and the dynamics of coherent structures. Part I - II", *Quart. Appl. Math.*, vol. 45, pp. 561 – 590, 1987
7. Zhou, K., J. Doyle, K. Glover, *Robust and optimal control*, Prentice Hall, Upper Saddle River, 1996

Автор: Камен Перев, доц. д-р, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** чл.-кор. проф. дтн. Петко Петков

АНАЛИЗ НА ЧУВСТВИТЕЛНОСТТА НА ЗАДАЧАТА ЗА СИНТЕЗ ПО ЗАДАДЕНИ ПОЛЮСИ ОСНОВАНА НА ЛМН

Андрей Йончев

Резюме: *В тази статия се изследва подход за извършване на анализ на чувствителността на задачата за синтез по зададени полюси на линейни непрекъснати системи. Разглежданата задача за управление е основана на решаване на ЛМН (Линейни Матрични Неравенства) и използване на функции на Ляпунов. Задачата за извършване на анализ на чувствителността на смутените матрични неравенства се прави както за смутени матрични уравнения, след като се въведе леко смутена дясна част. Пресметнатите пертурбационни граници могат да бъдат използвани за анализ на чувствителността на разглежданата задача за управление при смущения в системата и управляващото устройство. В статията също така е представен илюстративен числен пример.*

Ключови думи: *линейни системи, анализ на чувствителността, синтез по зададени полюси основан на ЛМН*

SENSITIVITY ANALYSIS OF THE LMI BASED POLE PLACEMENT CONTROL PROBLEM

Andrey Yonchev

Abstract: *In this paper an approach to perform sensitivity analysis of the pole placement control problem for linear continuous-time systems is investigated. The considered control problem is based on solving LMIs (Linear Matrix Inequalities) and using Lyapunov functions. The problem of performing sensitivity analysis of the perturbed matrix inequalities is done similarly to perturbed matrix equations, after introducing a slightly perturbed right hand part. The computed perturbation bounds can be used to analyze the feasibility of the considered control problem due to perturbations in the system and the controller. In the paper an illustrative numerical example is also presented.*

Keywords: *linear systems, sensitivity analysis, pole placement LMI based problem*

1. Introduction

LMIs and LMI techniques have emerged as powerful design tools in areas ranging from control engineering to system identification and structural design. There are at least three factors that make LMI techniques appealing. First: a variety of design specifications and constraints can be expressed as LMIs, see [1, 2] and the literature therein. Second: once formulated in terms of LMIs, a problem can be solved *exactly* by ef-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ficient convex optimization algorithms (the "LMI solvers") [3, 4, 5], where the necessary feasibility conditions are considered. While most problems with multiple constraints or objectives lack analytical solutions in terms of LMIs, they often remain tractable in the LMI framework. This makes the LMI-based design a valuable alternative to classical "analytical" methods. Thanks to a structure-oriented representation of LMIs, the various LMI constraints can be described in their natural block-matrix form. Similarly the optimization variables are specified directly as *matrix variables* with some given structure. Once an LMI problem is specified, it can be solved numerically by calling the appropriate LMI solver. The pole placement control problem is a good illustration of statements above. Sensitivity analysis of different control problems are considered in [8, 9].

The paper is aimed at proposing an approach to perform linear sensitivity analysis of the LMI based pole placement control problem via introducing a suitable right hand part in the considered matrix inequalities.

Further the following notation is used: $R^{m\times n}$ - the space of real $m\times n$ matrices; $R^n = R^{n\times 1}$; I_n - the identity $n\times n$ matrix; e_n - the unit $n\times 1$ vector; M^T - the transpose of M; $M^{\perp}$ - the pseudo inverse of M; $\| M \|_2 = \sigma_{\max}(M)$ - the spectral norm of M, where $\sigma_{\max}(M)$ is the maximum singular value of M; $vec(M) \in R^{mn}$ - the column-wise vector representation of $M \in R^{m\times n}$; $\Pi_{m,n} \in R^{mn\times mn}$ - the vec-permutation matrix, such that $vec(M^T) = \Pi_{m,n} vec(M)$; $M \otimes P$ - the Kroneker product of the matrices M and P. The notation ":=" stands for "equal by definition".

The remaining part of the paper is organized as follows. In Section 2 we present the problem formulation. In Section 3 we present the performed linear sensitivity analysis of the LMI-based continuous-time pole placement control problem. In Section 4 a numerical example and corresponding results and comments are given. The paper finishes in Section 5 with some concluding remarks.

2. Problem formulation

Further in this paper we consider a state-space realization of a plant S

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \tag{1}$$

where $x(t) \in R^n$ and $u(t) \in R^m$ are the system state and input vectors respectively, and A, B are constant matrices of compatible size. The closed loop system is given in state-space form by

$$\dot{x}(t) = (A + BK)x(t). \tag{2}$$

In the pole placement control problem the desired closed-loop poles lie in the LMI region

$$H = \left\{ z \in C : L + Mz + M^T \bar{z} < 0 \right\}, \text{ where } L = L^T = \left\{ \lambda_{ij} \right\}_{1\le i,j\le m}, M = M^T = \left\{ \mu_{ij} \right\}_{1\le i,j\le m},$$

if and only if there exists a symmetric matrix X_{pol} satisfying the inequality [1, 4]

$$\left[\lambda_{ij} X_{pol} + \mu_{ij}(A+BK)X_{pol} + \mu_{ij} X_{pol} + \mu_{ji} X_{pol}(A+BK)^T\right]_{1\le i,j\le m} < 0,\ X_{pol} > 0\,, \quad (3)$$

where $X:= X_{pol}$ is a Lyapunov function. With the change of variable $Y:= KX$, this leads to the following LMI formulation of the pole placement synthesis problem [1]

$$\left[\lambda_{ij} + \mu_{ij}(AX + BY) + \mu_{ji}(XA^T + Y^T B^T)\right]_{1\le i,j\le m} < 0,\ X > 0. \quad (4)$$

Denote the optimal solution by (X^*, Y^*) the corresponding state-feedback gain is given by $K^* = Y^*(X^*)^{-1}$, which guarantees the desired performance.

Suppose that the matrices A, B are subject to perturbations $\Delta A, \Delta B$ and assume that they do not change the sign of the LMI system (4). The sensitivity analysis of the continuous-time LMI based pole placement control problem is aimed at determining perturbation bounds of the LMI system (4) as functions of the perturbations in the data A, B.

3. Linear sensitivity analysis

In this section perturbation analysis of the LMI (4) for the continuous-time system (1) is performed

$$\begin{aligned}&\mu_{ij}\left[(A+\Delta A)(X+\Delta X) + (B+\Delta B)(Y+\Delta Y)\right] + \\ &+ \mu_{ji}\left[(X+\Delta X)(A^T+\Delta A^T) + (Y^T+\Delta Y^T)(B^T+\Delta B^T)\right] < 0.\end{aligned} \quad (5)$$

Further in the paper we will investigate the effect of the perturbations $\Delta A, \Delta B$ on the perturbed LMI solutions $X^* + \Delta X$ and $Y^* + \Delta Y$. The essence of our approach is to perform sensitivity analysis of the inequality (4) similarly to a perturbed matrix equation, after introducing a slightly perturbed suitable right hand part. In this way LMI (6) is obtained:

$$\begin{aligned}&\mu_{ij}\left[(A+\Delta A)(X^*+\Delta X) + (B+\Delta B)(Y^*+\Delta Y)\right] + \\ &+ \mu_{ji}\left[(X^*+\Delta X)(A^T+\Delta A^T) + (Y^{*T}+\Delta Y^T)(B^T+\Delta B^T)\right] = N^* + \Delta N_1 < 0,\end{aligned} \quad (6)$$

here N^* is calculated using the following nominal LMI

$$\lambda_{ij} + \mu_{ij} AX^* + \mu_{ij} BY^* + \mu_{ji} X^* A^T + \mu_{ji} Y^{*T} B^T = N^* < 0. \quad (7)$$

The matrix ΔN_1 includes information regarding data and closed-loop performance perturbations, the rounding errors and the sensitivity of the interior point method that is used to solve the LMIs.

Using the relation (7) the perturbed expression (6) can be written in the following way

$$\Delta_X + \Omega_X = \Delta N_1, \tag{8}$$

where

$$\Delta_X = \mu_{ij} A\Delta X + \mu_{ji} \Delta X A^T,$$

$$\Delta_Y = \mu_{ij} \Delta A X^* + \mu_{ij} (B\Delta Y + \Delta B Y^*) + \mu_{ji} X^* \Delta A^T + \mu_{ji} (Y^{*T}\ \Delta B^T + \Delta Y^T B^T).$$

Due to the fact that we perform linear sensitivity analysis here the terms of second and higher order are neglected. Then the vectorized form of relation (8) is presented below

$$vec(\Delta_X) + vec(\Omega_X) = vec(\Delta N_1), \tag{9}$$

where

$$vec(\Delta_X) = [\mu_{ij} (I \otimes A) + \mu_{ji} (A \otimes I)] vec(\Delta X) := M\Delta x,$$

$$vec(\Omega_X) = [\mu_{ij} (X^* \otimes I) + \mu_{ji} (I \otimes X^*) \Pi_{n^2}, \mu_{ij} (I \otimes B) + \mu_{ji} (B \otimes I) \Pi_{n \times m}, \mu_{ij} (Y^* \otimes I) + \mu_{ji} (I \otimes Y^{*T}) \Pi_{m^2}] \times$$

$$\times \begin{bmatrix} vec(\Delta A) \\ vec(\Delta Y) \\ vec(\Delta B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{t1} & M_{t2} & M_{t3} \end{bmatrix} \Delta_{a\,y\,b} := M_t \Delta_{a\,y\,b}.$$

The performed mathematical derivations help us to obtain the expression

$$M\,\Delta x + M_{t1} vec\,(\Delta A) + M_{t2} vec\,(\Delta Y) + M_{t3} vec\,(\Delta B) = vec\,(\Delta N_1). \tag{10}$$

Finally the relative perturbation bound for the solution X^* of the LMI (4) is shown below

$$\frac{\|\Delta x\|_2}{\|vec\,(X^*)\|_2} \le \frac{1}{\|vec\,(X^*)\|_2} \left(M_1 \frac{\|vec\,(\Delta A)\|_2}{\|vec\,(A)\|} + M_2 \frac{\|vec\,(\Delta Y)\|_2}{\|vec\,(Y^*)\|_2} + M_3 \frac{\|vec\,(\Delta B)\|_2}{\|vec\,(B)\|_2} + L_1 \frac{\|vec\,(\Delta N_1)\|_2}{\|vec\,(N^*)\|_2} \right) \tag{11}$$

where

$$\frac{M_1}{\|vec\,(X^*)\|_2} := \frac{\|M^{\perp}\|_2 \|M_{t1}\|_2 \|vec\,(A)\|_2}{\|vec\,(X^*)\|_2}, \frac{M_2}{\|vec\,(X^*)\|_2} := \frac{\|M^{\perp}\|_2 \|M_{t2}\|_2 \|vec\,(Y^*)\|_2}{\|vec\,(X^*)\|_2},$$

$$\frac{M_3}{\|vec\,(X^*)\|_2} := \frac{\|M^{\perp}\|_2 \|M_{t3}\|_2 \|vec\,(B)\|_2}{\|vec\,(X^*)\|_2}, \frac{N_1}{\|vec\,(X^*)\|_2} := \frac{\|M^{\perp}\|_2 \|vec\,(N^*)\|_2}{\|vec\,(X^*)\|_2},$$

are the individual relative condition numbers of the LMI (4) with respect to the perturbations ΔA, ΔB and ΔY.

Using a similar approach the relative perturbation bounds for the solution $Y*$ of the LMI (4) may be computed. We use the following expression

$$\Delta_Y + \Omega_Y = \Delta N_2 \tag{12}$$

where

$$\Delta_Y = \mu_{ij} B\Delta Y + \mu_{ji}\Delta Y^T B^T,$$

$$\Omega_Y = \mu_{ij} A\Delta X + \mu_{ji}\Delta X A^T + \mu_{ij}\Delta A X* + \mu_{ij}\Delta B Y* + \mu_{ji} X*\Delta A^T + \mu_{ji} Y*^T \Delta B^T.$$

Since we perform linear sensitivity analysis here the terms of second and higher order are neglected. Then the vectorized form of relation (12) will be further investigated

$$vec(\Delta_Y) + vec(\Omega_Y) = vec(\Delta N_2), \tag{13}$$

here

$$vec(\Delta_Y) = [\mu_{ij}(I \otimes B) + \mu_{ji}(B \otimes I)\Pi_{n\times m}]vec(\Delta Y) := W\Delta y,$$

$$vec(\Omega_Y) = [\mu_{ij}(X* \otimes I) + \mu_{ji}(I \otimes X*)\Pi_{n^2}, \mu_{ij}(I \otimes A) + \mu_{ji}(A \otimes I), \mu_{ij}(Y* \otimes I) + \mu_{ji}(I \otimes Y*^T)\Pi_{m^2}] \times$$

$$\times \begin{bmatrix} vec\,(\Delta A) \\ vec\,(\Delta X) \\ vec\,(\Delta B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{t1} & W_{t2} & W_{t3} \end{bmatrix} \Delta_{a\,x\,b} := W_t\ \Delta_{a\,x\,b}.$$

The performed computations lead to the following expression

$$W\Delta y + W_{t1} vec\,(\Delta A) + W_{t2} vec\,(\Delta X) + W_{t3} vec\,(\Delta B) = vec\,(\Delta N_2). \tag{14}$$

At the end the relative perturbation bound for the solution $Y*$ of the LMI (4) is obtained

$$\frac{\|\Delta y\|_2}{\|vec\,(Y*)\|_2} \le \frac{1}{\|vec\,(Y*)\|_2}\left(W_1 \frac{\|vec\,(\Delta A)\|_2}{\|vec\,(A)\|_2} + W_2 \frac{\|vec\,(\Delta X)\|_2}{\|vec\,(X*)\|_2} + W_3 \frac{\|vec\,(\Delta B)\|_2}{\|vec\,(B)\|_2} + N_2 \frac{\|vec\,(\Delta N_2)\|_2}{\|vec\,(N*)\|_2} \right) \tag{15}$$

where

$$\frac{W_1}{\|vec\ (Y^*)\|_2} := \frac{\|W^{\perp}\|_2 \|W_{t1}\|_2 \|vec\ (A)\|_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2}, \frac{W_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2} := \frac{\|W^{\perp}\|_2 \|W_{t2}\|_2 \|vec\ (X^*)\|_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2},$$

$$\frac{W_3}{\|vec\ (Y^*)\|_2} := \frac{\|W^{\perp}\|_2 \|W_{t3}\|_2 \|vec\ (B)\|_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2}, \frac{N_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2} := \frac{\|W^{\perp}\|_2 \|vec\ (N^*)\|_2}{\|vec\ (Y^*)\|_2}.$$

are the individual relative condition numbers of the LMI (2) with respect to the perturbations $\Delta A, \Delta B$ and ΔX .

4. Numerical example

The example is taken from [6], the state space description of an L-1011 aircraft model is as follows

$$A = \begin{bmatrix} -2.98 & 0.93 & 0 & -0.034 \\ -0.99 & -0.21 & 0.035 & -0.0011 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0.39 & -5.555 & 0 & -1.89 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.032 \\ 0 \\ 0 \\ -1.6 \end{bmatrix}.$$

The perturbations in the system matrices of the continuous-time system are chosen as

$$\Delta A = A \times 10^{-i}, \Delta B = B \times 10^{-i},$$
$$\Delta N_1 = N^* \times 10^{-i}, \Delta N_2 = N^* \times 10^{-i},$$
$$\Delta X = X^* \times 10^{-i}, \Delta Y = Y^* \times 10^{-i}.$$

The perturbed solutions $X^* + \Delta X$ and $Y^* + \Delta Y$ of LMI (4) are calculated using the method presented in [7] and applying the software [4].

Based on the proposed approach the relative perturbation bounds for the solutions X^* and Y^* of the LMI system (4) are obtained by the linear bounds (11) and (15), respectively.

The results obtained for different size of perturbations are shown in the table below

i	$\frac{\|\Delta x\|_2}{\|vec(X^*)\|_2}$	Bound(11)	$\frac{\|\Delta y\|_2}{\|vec(Y^*)\|_2}$	Bound(15)
8	$4.0365*10^{-8}$	$8.4957*10^{-8}$	$3.1531*10^{-8}$	$6.5236*10^{-8}$
7	$4.0365*10^{-7}$	$8.4957*10^{-7}$	$3.1531*10^{-7}$	$6.5236*10^{-7}$
6	$4.0365*10^{-6}$	$8.4957*10^{-6}$	$3.1531*10^{-6}$	$6.5236*10^{-6}$
5	$4.0365*10^{-5}$	$8.4957*10^{-5}$	$3.1531*10^{-5}$	$6.5236*10^{-5}$
4	$4.0365*10^{-4}$	$8.4957*10^{-4}$	$3.1531*10^{-4}$	$6.5236*10^{-4}$

Based on the derived solution approach we compute the perturbation bounds (11) and (15), which are close to the real relative perturbation bounds $\frac{\| \Delta x \|_2}{\| vec(X^*) \|_2}$ and $\frac{\| \Delta y \|_2}{\| vec(Y^*) \|_2}$, in this way they are good in sense that they are tight.

Generalization of the proposed approach unfortunately is not possible due to the fact that the different control problems are solved applying different LMIs.

5. Conclusion

In this paper the linear sensitivity analysis of the continuous-time LMI based pole placement control problem has been studied. Tight linear perturbation bounds have been calculated for the matrix inequalities determining the problem solution. The computed perturbation bounds can be used to analyze the feasibility of the considered control problem due to perturbations in the system and the controller.

Based on the obtained theoretical results we have presented a numerical example to explicitly reveal the applicability and performance of the proposed solution approach to analyze the sensitivity of the LMI based pole placement control problem.

LITERATURE

[1] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan. ***Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory***. SIAM, Philadelphia, 1994

[2] A. Yonchev, M. Konstantinov, and P. Petkov. ***Linear Matrix Inequalities in Control Theory***, Demetra, Sofia, 2005. ISBN 954:9526-32-1 (in Bulgarian)

[3] Y. Nestorov and P. Gahinet, ***Interior-Point Polynomial Algorithms in Convex Programming***, SIAM, Philadelphia, PA,1994.

[4] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. Laub, and M. Chilali. ***LMI Control Toolbox for Use with MATLAB***. The MathWorks, Inc., 2000

[5] D. Paucelle, D. Henrion, Y. Labit, and K. Taitz. ***User's Guide for SeDuMi Interface 1.04***. LAAS-CNRS, 2002

[6] R. Benton and D. Smith. ***A Non Iterative LMI Based Algorithm For Robust Output Feedback Stabilization***. Int. J. Control,72,14,1322-1330, 1999

[7] P. Gahinet and P. Apkarian. ***A linear matrix inequality approach to H∞ control.*** Int. J. Robust and Nonlinear Control. 4:421-448, 1994

[8] A. S. Yonchev, M. Konstantinov, and P. Petkov. ***Linear perturbation Bounds of the Continuous-time LMI based H∞ quadratic stability problem.*** J. Appl. Comput. Math.,V. 12, N. 2, 133-139, 2013

[9] A. S. Yonchev, M. Konstantinov, and P. Petkov. ***Full Perturbation Analysis of the LMI-based Continuous-time Linear Quadratic Regulator Problem.*** Journal of Cybernetics and Information Technologies, Volume 11, No. 1. 26-35, 2011

Author: Andrey Yonchev, Assoc. Prof. PhD at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics in the Technical University-Sofia,
E-mail adress: *ayonchev@tu-sofia.bg*

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD A. Kozakova

ПРЕДВАРИТЕЛЕН ГРАФОАНАЛИТИЧЕН АНАЛИЗ ЗА ИЗБОР НА ТЕХНОЛОГИЧЕН ВАРИАНТ ЗА СГЛОБЯВАНЕ НА МЕХАНИЧНО ИЗДЕЛИЕ ПРИ НАЛИЧИЕ НА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ

Александър Ищев, Людмила Балтова

Резюме: *В статията е представен предварителен графоаналитичен анализ за вземане на решение при избор на технология за сглобяване на механично изделие. В резултат на анализа визуално се представят диапазоните на неопределените параметри и се получават диапазоните, в които конкретна технология има предимство. Анализът позволява да се направи обоснован предварителен анализ и избор на технология за сглобяване в зависимост от очаквания обем на производство. Някои от възможните технологии могат да бъдат отхвърлени в първоначалния етап на анализ, което намалява обема на необходимите разглеждания при избор на технология.*

Ключови думи: *вземане на решение, неопределеност, избор на технология за сглобяване*

PRELIMINARY GRAPH ANALYTICAL ANALYSIS FOR SELECTION OF ASSEMBLY TECHNOLOGY FOR MECHANICAL DEVISE UNDER UNCERTAINTIES

Alexandar Ichtev, Lyudmila Baltova

Abstract: *In this paper a preliminary graph analytical analysis for selection of the possible assemble technology for assembly of mechanical devise under uncertainties is considered. The main benefit of this particular analysis is visual representation of the uncertain parameters and direct derivation of the ranges in which the corresponding technology has economic benefits. The main goal is to assess the choice of a number of possible assemble technology with respect to the expected number devises being produced. Some of the assemble technologies can be eliminated in the first stage of the analysis which decreases the number of the considered assemble technologies and thus the volume of the investigations in the technology selection process.*

Keywords: *decision making, uncertainties, selection of the assembly technology*

1. Въведение

Конструкторите и технолозите решават проблемите свързани с оптималното проектиране, изграждането на високоефективни автоматизирани системи за монтаж и разработване на конструкторското документиране в CAD среда.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

В използваните в [1,2] критерии се приема, че всички параметри на процеса на монтажа са известни преди проектирането му. Това облекчава решението на задачата за избор на технология на сглобяване, но понякога е една прекалено голяма идеализация. Например, при автоматичния монтаж не се отчита реално съществуващият риск от неизправност или повреда в машината, което би довело до увеличаване на времето за изпълнение на заявките за сглобяване на следващите изделия.

Важна е не само производителността, но и разходите при съответната технология за монтаж. Върху точността на тяхното определяне оказва влияние наличие на по-голяма или по-малка неопределеност в параметрите на проекта. Например, не е известна предварително цената на енергията (дали ще се увеличи или ще се намали) или на труда (повишаване на заплатите или на осигурителните вноски), което би довело до различни промени в разходите при реализация на някои от вариантите. Не винаги е известен броят на изделията, планирани за монтаж.

Отчитането на съществуващите рискове и неопределеност при инженерното проектиране би довело до прецизиране на решението при избор на технология.

Съществуват редица методи за управление на производството и операциите при риск и неопределеност [3,4,5]. Тук се приема, че окончателният избор на технология за монтаж ще се извърши чрез използване на някоя известна или модифицирана стратегия за оптимизация при неопределеност и дискретен брой варианти [6]. Предлага се обаче този избор да бъде предшестван от графоаналитичен предварителен анализ на възможните технологии. Една от целите на този анализ е онагледяване на процеса на избор на технология. Още по-важно е, че с него би могло директно да се определят диапазони на неопределените параметри, в които някоя конкретна технология има категорично предимство пред останалите, както и диапазони, в които някои от технологиите може да бъдат предварително отхвърлени като безперспективни, което може значително да опрости процесът за вземане на решение.

2. Постановка на задачата

Ще се решават задачи за избор на технологии за сглобяване на механични изделия, при които се приема че:

1. Броят (n) на изделията, които ще бъдат сглобявани **е неопределен** към момента на избор на технологията (може да се произвеждат по-малки или по-големи серии в зависимост от условията на пазара).

2. Разходите при сглобяване на механичните изделия са сума от две компоненти:

   - T – трудови разходи, изчислени или изразходвани при сглобяване на едно от изделията: за заплати, за осигуровки, за ел.енергия и т.н. Тези разходи също **не са напълно определени** към момента на избор на технологията (възможни са промени в заплащането и на труда и на енергията);

- M – материални разходи, изчислени или изразходвани при сглобяване на цялата серия: за компенсиране на амортизация/повреди/настройки на специализираното оборудване, използвано в съответната технология; за наем за сградата и т.н. Тези разходи се считат за известни и следва да се разпределят равномерно към разходите за сглобяване на всяко от изделията.

3. Сглобяването на изделията би могло да се извърши по всяка една от няколко технологии (V_i) (индексите им съответстват на степента на използване на специализирано оборудване):

- V_0 – „*ръчно индивидуално*“ сглобяване. Сглобяването на всяко едно от изделията се извършва самостоятелно от работника (или от повече работници, но всеки от тях работи независимо от останалите). Специализирано оборудване за монтажа не се използва. Материалните разходи са незначителни;
- V_1 – „*ръчно поточно*“ сглобяване. Сглобяването на всяко едно от изделията се извършва съвместно от група работници (оператори). Технологията е от вида на поточна линия - всеки оператор извършва своята част от монтажа. Използва се специализирано оборудване, но материалните разходи не са много големи;
- V_2 – „*възлово*“ сглобяване. Технологията е от вид поточна линия (аналогично на V_1), но детайлите са във вид на възли, при което се намаляват операциите по сглобяването, а от там се намалява и броят на операторите в поточната линия. За сметка на това обаче се използва по-сложно специализирано оборудване и материалните разходи са съответно значително по-големи от тези във V_1 ;
- V_3 – „*автоматично*“ сглобяване. Извършва се на напълно автоматизирана поточна линия или от робот. Единственият работник (ако има такъв) следи за процеса и евентуално осигурява доставката на детайлите. Автоматизацията на монтажа, водеща до съкращаване на времето (такта на сглобяването) и на разходите за труд, е съпроводена с по-големи от другите технологии материални разходи (основно предварителни за въвеждане на поточната линия в експлоатация).

3. Първоначален анализ при избор на технология

Поради неопределения брой на сглобяваните изделия, често използван критерий при избор на технологии, като например общата печалба, тук не е удобен за използване. Предлага се да се определят разходите за сглобяване на всяко едно от изделията съгласно зависимостта:

$$C = T + \frac{M}{n} \qquad (1)$$

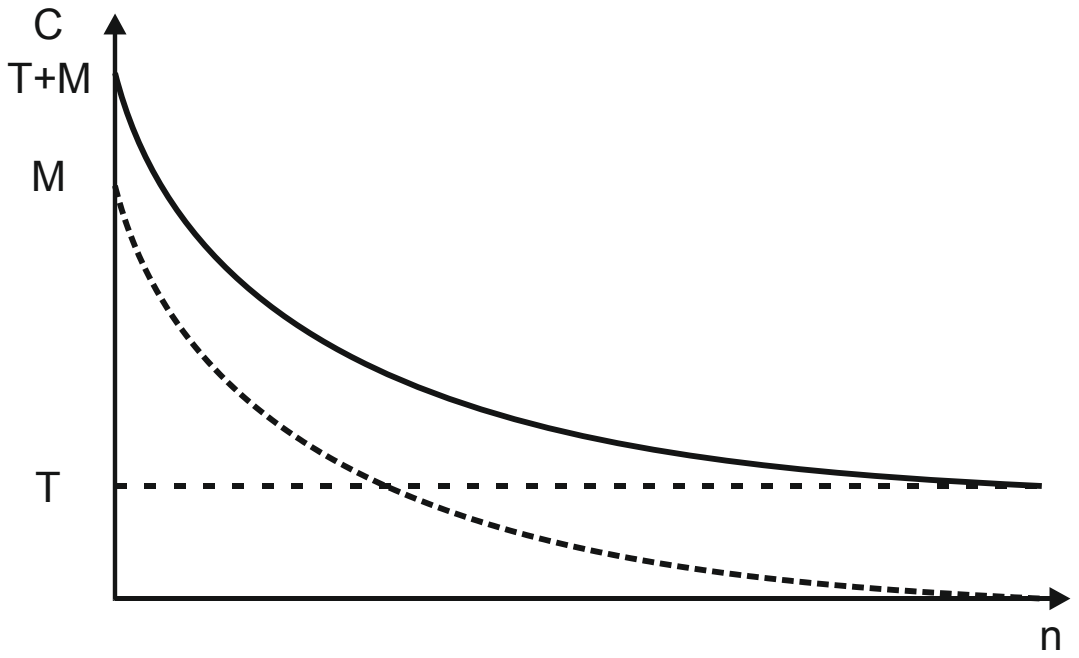
и да се решават задачи за избор на оптимална технология, при която те са минимални

$$V_{opt} = \min_{V} C \qquad (2)$$

В началото ще разгледаме възможност за обоснован избор на технология **при определени трудови разходи**.

За всяка една от технологиите може да се построи зависимостта (1) на общите разходи за сглобяване на едно от изделията (C) от общия брой на сглобяваните изделия (n).

На фиг.1. с пунктир са показани двете компоненти на C: трудовите разходи $T = const$ и материалните разходи $\frac{M}{n}$. Сумарната графика за $C(n)$ е показана там с плътна линия.



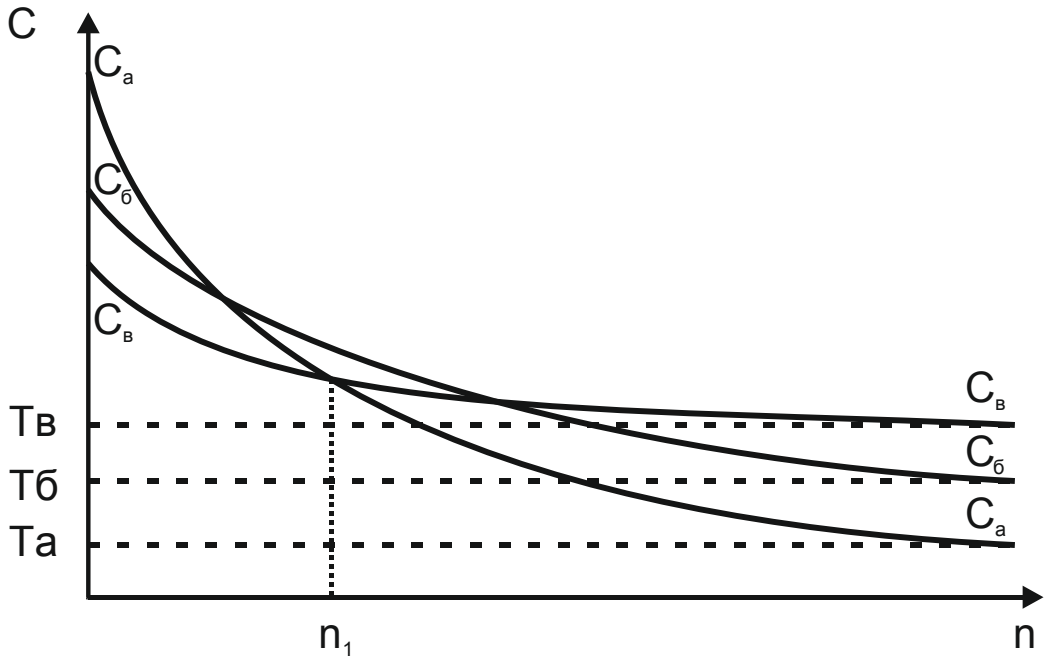
Фиг.1. Общ вид на зависимостта C (n)

На фиг.2 са показани в една координатна система съответните зависимости $C_i(n)$ за три технологии, означени с а, б, в. От графиките на фигурата може лесно да се определи оптималната технология при всеки предварително зададен брой на сглобяваните изделия.

Съгласно критерия (2), при $n < n_1$ следва да се избере технология в , която има най-малки разходи ($C_в$) в диапазона ($0 \div n_1$). А при $n > n_1$, съответно следва да се избере технология а - с най-малки разходи ($C_а$) в диапазона ($n_1 \div \infty$).

Разходите ($C_б$) (на технология б) са по-големи от разходите на някоя от другите две технологии при всяка конкретна стойност на n.

Това означава, че технология б не е оптимална при никакъв брой на сглобяваните изделия и следователно тя може да не бъде вземана под внимание при следващи разглеждания.

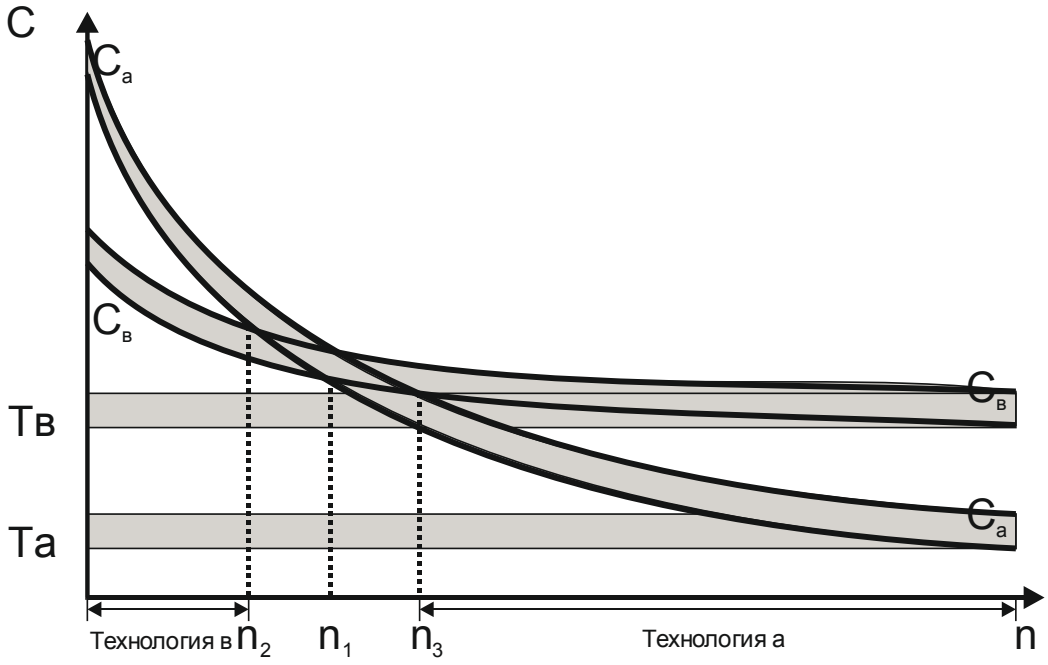


Фиг.2. Избор на технология при липса на неопределеност

По-долу ще анализираме само перспективните технологии а и в.

4. Първоначален анализ при неопределеност

При наличие на неопределеност в трудовите разходи $T_а$ и $T_в$, те са отново постоянни величини, но към момента на анализа могат да имат произволна стойност в своите диапазони на неопределеност.



Фиг.3. Неопределеност в трудовите разходи.

Общите разходи $C_a(n)$ и $C_в(n)$ също не са точно известни, а са в съответни диапазони (фиг.3). Решението на задачата вече не е еднозначно за стойности на n в диапазона ($n_2 \div n_3$).

В другите диапазони обаче отново може да се определи по-добрата технология. От графиката се вижда, че при брой на сглобяваните изделия $n < n_2$ следва да се избере технология в при всички възможни разходи за труд в нейния диапазон, а при брой на сглобяваните изделия $n > n_3$, оптимална ще бъде технология а.

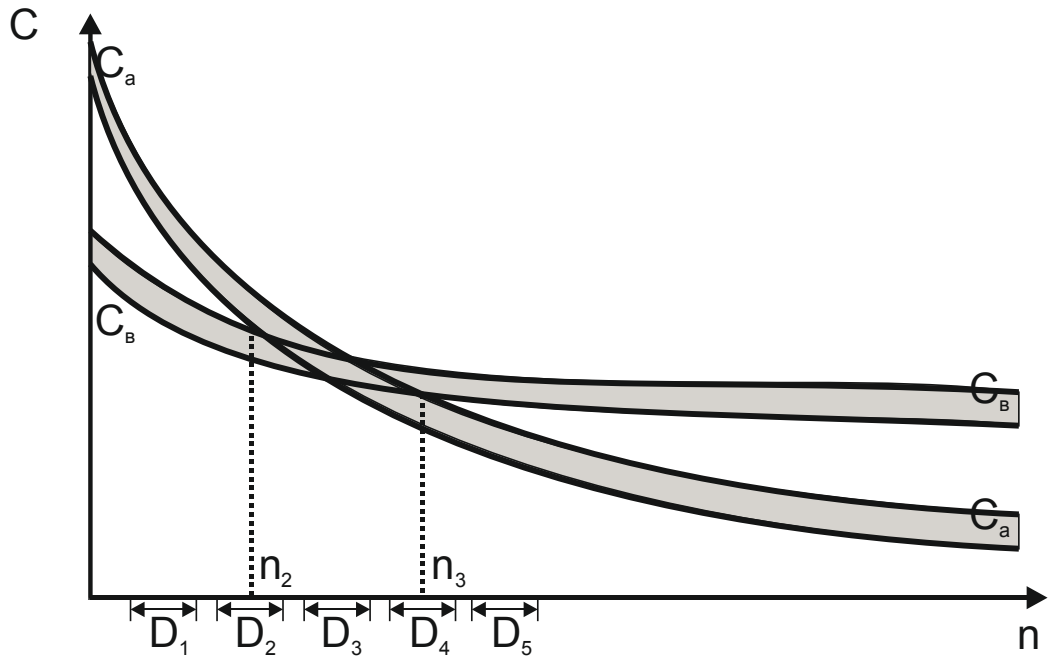
В диапазона $n_2 < n < n_3$ областите на възможните разходи C_a и $C_в$ се препокриват и не може категорично да се избере оптималната технология. Но може да се изкажат някои съображения.

Неопределеностите в $T_а$ и $T_в$, а от там и в C_a и $C_в$ са корелирани (напр. когато цената на ел.енергия/ осигуровки / часовите ставки растат, трудовите разходи са по-големи във всички технологии). Така че при $n_2 < n < n_1$ е по вероятно сумарните разходи $C_в$ да са по-малки от C_a , а при $n_1 < n < n_3$ пък, C_a да са по-малки от $C_в$.

Близо до n_1 валидността на тези съображения намалява и се появява необходимост за извършването на последващ анализ.

Отчитането на неопределеност и в броя на изделията е не по-малко важна. Тя може да е доста по-голяма от тази в трудовите разходи (зависи от търсенето на пазара, от появата на други фирми произвеждащи същата (аналогична) продукция, от появата на нови изделия, решаващи същата задача, от кризите в икономиката и финансите на държавата и др.).

Предварителният анализ може да е полезен и в този по-общ случай.



Фиг.4. Неопределеност в трудовите разходи и в броя на изделията.

От фиг.4 се вижда, че: при диапазон на неопределеност D_1 , разположен изцяло в диапазона $0 \div n_2$ (напр. малка опитна серия), отново категорично може да се констатира, че трябва би трябвало да се избере технология в ; при диапазона

на неопределеност D_5, разположен изцяло в диапазона $n_3 \div \infty$ (напр. масово производство), би трябвало да се избере технология a.

Ако обаче диапазонът на неопределеност на n е разположен (D_3) изцяло в диапазона $n_2 < n < n_3$, или се застъпва с него частично (D_2; D_4), а също и когато или го обхваща изцяло, то категоричен отговор не може да се даде.

В тези случаи следва да се продължи процесът за избор на технология.

Окончателният избор може да се довърши чрез използване на споменатите по-горе стратегии за оптимизация при неопределеност и дискретен брой варианти [6].

5. Заключение

Предложена е идея за допълнение към на методите за избор на вариант на технология за монтаж на механично изделие с отчитане на неопределености и на икономически показател.

Допълнението се състои в извършване на предварителен анализ на възможните технологии.

Освен онагледяване на процеса на избора на технология, чрез този анализ се създават възможности за неговото опростяване: като се разграничат диапазони на неопределените параметри, в които някои от технологиите са безперспективни и може да бъдат отхвърлени от следващите разглеждания или като се определят диапазони на параметрите, в които някоя конкретна технология има категорично предимство пред останалите, при което решението да се вземе още на този етап.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Доцев Д., Л. Балтова, ***Разработване на варианти за монтаж на механично изделие в CAD среда***, списание по Машиностроене и Машинознание 2010, година V, брой 10, книга 1, стр. 03-07, Издателство на Технически университет – Варна, ISSN 1312-8612

[2] Динев Г., И. Малаков, Д. Доцев, Л. Балтова, ***Избор на вариант за сглобяване на механично изделие***, списание по Машиностроене и Машинознание 2010, година V, брой 10, книга 1, стр. 12-16, Издателство на Технически университет – Варна, ISSN 1312-8612

[3] Гатев, Г. (1994). ***Изследване на операции – избор на решения при неопределеност,*** (книга 1), София, България: Технически Университет–София, ISBN 954-438-089-2

[4] Сапунджиев, Г. (1998). ***Вземане на решения в системите за управление,*** София, България: Технически Университет–София, ISBN 954-438-211-3

[5] Стоянов, С. (1993). ***Оптимизация на технологични процеси***, (1-во издание). София, България: „Техника“. ISBN 954-03-0256-0

[6] Стоянов, С. (2013). ***Методи и алгоритми за оптимизация при непълна информация***. Лекции, ТУ-Габрово, 2013

Автори: Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, E-mail adress: *ichtev@tu-sofia.bg;* Людмила Балтова, ас., катедра „Основи и технически средства за конструиране“, Машиностроителен Факултет, Технически Университет-София; E-mail adress: *lbaltova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р Андрей Йончев

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ПРЕДВАРИТЕЛЕН ГРАФОАНАЛИТИЧЕН АНАЛИЗ ЗА ИЗБОР НА ТЕХНОЛОГИЧЕН ВАРИАНТ ЗА СГЛОБЯВАНЕ НА МЕХАНИЧНО ИЗДЕЛИЕ – ЗЪБНА ХИДРАВЛИЧНА ПОМПА ПРИ НАЛИЧИЕ НА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ

Людмила Балтова, Александър Ищев

Резюме: *В статията е приложен графоаналитичен предварителен анализ за вземане на решение при избор на технологии за сглобяване на механично изделие - зъбна хидравлична помпа. Представени са четири ситуационни схеми за сглобяване. Разгледан е избора на стратегия за сглобяване в зависимост от очакваните производствени количества. Разгледана е ситуация с неопределеност на отделни параметри (в случая на размера на работната заплата), като отново са коментирани получените резултати. По този начин се гарантира избора на оптимална технология по критерий – минимални производствени разходи.*
Ключови думи: *вземане на решение, неопределеност, избор на технология за сглобяване, зъбна хидравлична помпа.*

APPLICATION OF PRELIMINARY GRAPH ANALITICAL ANALYSYS FOR ASSEMBLY TECHNOLOGY SELECTION OF MECHANICAL DEVICE - GEAR HYDRAULIC PUMP IN PRESENCE OF UNCERTAINTY

Lyudmila Baltova, Alexandar Ichtev

Abstract: *This article address graph analytical preliminary analysis for selection of assembly technology for a mechanical device - hydraulic gear pump. In this paper four situational schemes for assembly are discussed. The choice of assembly strategy, depending on the estimated production quantities is presented. The investigation is carried out also in the presence of uncertainty. In this case the employ's salary. The results for both cases are discussed. Thus, the optimal technology is selected according to the criterion - minimum production costs.*

Keywords: *methods for noise immunity increase, communication systems, filtration*

1. Въведение

Непълната информация, многообразието и противоречивостта на различните изисквания към анализирания технически обект или процес са причина за вземане на решения в условия на неопределеност. Процесът на вземане на решения се свежда до прилагане на стратегии за оптимизации при неопределеност на ситуационни схеми, проектирани в CAD среда. Критериите за вземане на решение в условията на неопределеност показват оценката на възможностите за по-

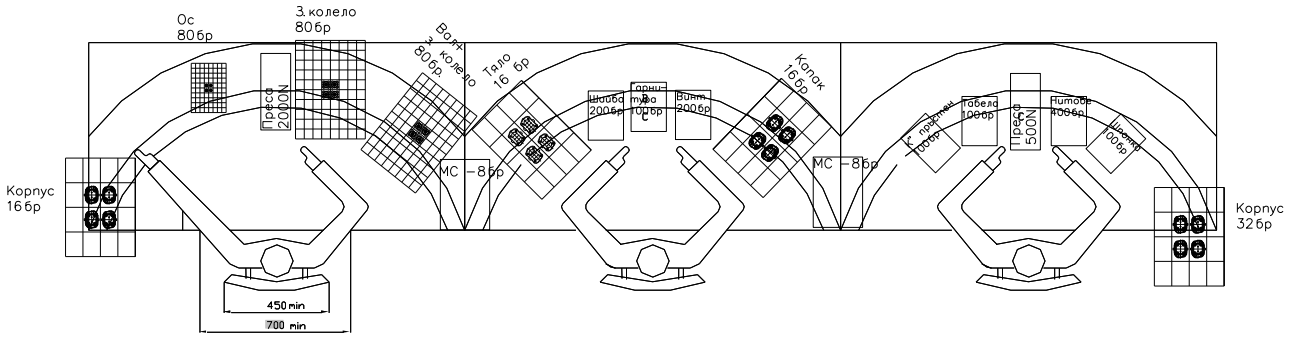
© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

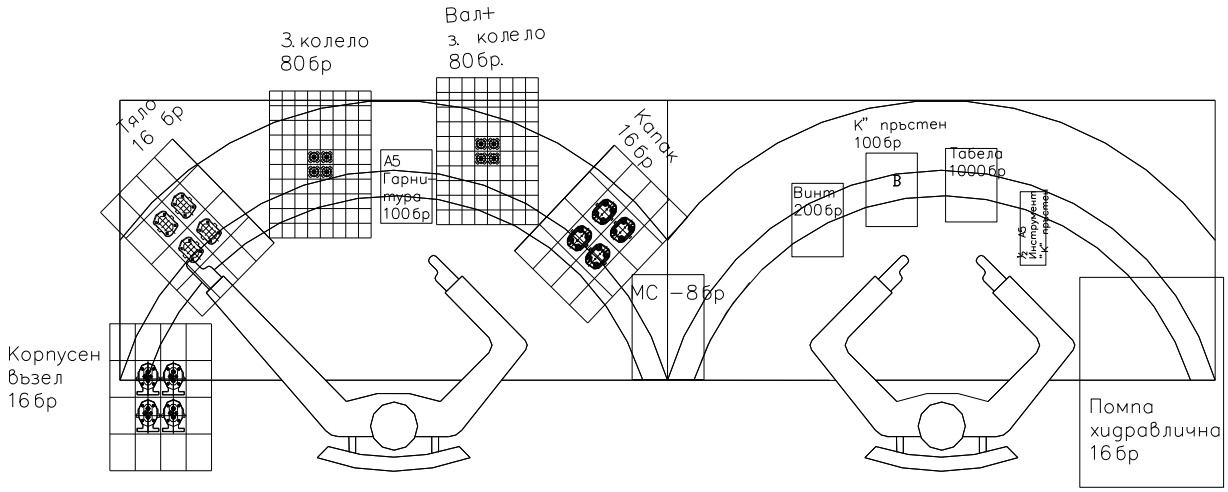
ява на различни състояния на техническата среда при реализация на взетото решение.

В [4,5] са разгледани три компановачни схеми в CAD среда, описващи три ситуационни схеми - ръчно поточно (фиг.1), възлово и автоматично сглобяване на механично изделие.

В настоящата статия, в допълнение на посочените три схеми се разглежда и технология за ръчно индивидуално сглобяване от един оператор. Обект на изследването е серийно произвеждана зъбна хидравлична помпа с дебит 0.25 m^3/h, работно налягане 1.6 MPa, номинални обороти 1450 min^{-1}, мощност 0.33 KW, тегло 1.5 kg, на която е разработена пълна конструктивна документация в 2D и 3D среда.



Фиг.1. Структурно компановъчна схема за ръчно поточно сглобяване



Фиг.2. Структурно компановъчна схема за възлово сглобяване

При прилагането на възловото сглобяване (фиг.2) се налага преконструиране на изделието като стремежа е да се премине към модулно сглобяване – смяна на методите на закрепване на отделните детайли, намаляване на нефункционалните елементи – например: премахване на информационна табела като данните се гравират върху корпуса, интегриране на детайли – чрез промяна на геометрията на детайли и обединяването им в един по-сложен като при това се запазва

функционалността на изделието.

Предложени са: ръчен монтаж с 12 съставни части и трима оператори, възлово сглобяване с 9 съставни части и двама оператори, автоматизирано сглобяване с 6 съставни части и един монтажен робот тип SCARA.

Размерите на работните места са съобразени с ергономичните изисквания, а тези на палетите и магазините са с начални размери, производни на А4 (210x297mm) и са проектирани с изискването да са не по-тежки от 15 кг. Нееффективното време при работа на операторите е значително, защото палетите са с различен брой детайли, а всеки от детайлите е с различни размери и тегло.

В [4,5] е предложен мрежов модел, с помощта на който се определя множество от 436 структурни варианти на монтажната система. От тях е избран вариант, при който се минимизира такта – времето за сглобяването на едно изделие. Ограниченията са броят на операторите, обслужващи монтажната система да е не по-голям от три и заетата площ на работните места да е по-малко от 4 m^2.

Изборът на технологичен вариант се извършва, така че работното време на операторите да се използва възможно най-ефективно, т.е. да се удовлетворяват критериите за максимални производителност, надеждност и ефективност.

2. Материално осигуряване и неопределености на технологиите

В тази статия някои от разходите за материалното осигуряване на производството: площ, оборудване (монтаж, настройка), осветление, отопление, ел. енергия и др. се считат за предварително известни. За съответните ситуационни схеми (технологии) V_i те са:

Предварителните материалните разходи при въвеждането в експлоатация за отделните технологии (M_i) са:

$M_0 = 100$ лв.,
$M_1 = 500$ лв.,
$M_2 = 2000$ лв.,
$M_3 = 4500$ лв.

Разглеждат се следните неопределености:

P_1 – очаквани разходи за труд на един оператор за един час:
$P_{1\,min}$ – 10 лв./час
$P_{1\,max}$ – 12 лв./час
P_2 – очакван брой на планирани за монтаж изделия:
$P_{2\,max}$ = 10 000 бр.

За разлика от изложеното в [4,5], където се разглеждат условията на работа и производителността на отделните оператори, в тази статия се обръща основно внимание на икономическият фактор и по-специално на стойността за изработка на отделно изделие (в конкретния случай разходи за изработване на една помпа). Изпълнението на този критерий би довел и до повишаване на приходите или до повишаване на обема на произвежданите изделия.

Предлага се следният критерий за минимизиране на разходите C:

$$C(V,P) = f(x)P_1 + \frac{M}{P_2} \rightarrow min \quad (1)$$

където $f(x)$ е минималния такт (време за монтаж) на едно изделие, определен в [4, 5] при приетото ограничение от максимум три оператора. Стойностите на параметъра $f(x)$ за съответните технологии V са:

$f(x_0)$ – 15 минути при работа на един оператор и при изцяло ръчно сглобяване;

$f(x_1)$ – три минути при работа на три оператора разположени в поточна линия;

$f(x_2)$ – две минути при работа на два оператора за сглобяване на предварително изработени модули;

$f(x_3)$ – една минута при работа в автоматичен режим. В този случай е необходим един оператор за зареждане на палети или магазини/барабани при изцяло автоматично сглобяване чрез монтажен робот.

Първият член в дясната част на предлаганият критерий (1) представлява трудови разходи. Те са еднакви за всяко едно изделие според съответната технология за сглобяване. При отчитането на фактора работна заплата при сглобяването на съответната технология е необходимо да се вземе под внимание, както времето за сглобяване на едно изделие, така и броят на заетите оператори.

С увеличаване на автоматизацията се намаляват трудовите разходи, но за сметка на това е необходимо да има повече капиталови разходи преди началото на производството (напр. цената на робота). Разбира се, делът на цената на капиталовите разходи, отразен чрез втория член в дясната част на критерия (1) се намалява при увеличаване на обема на производство.

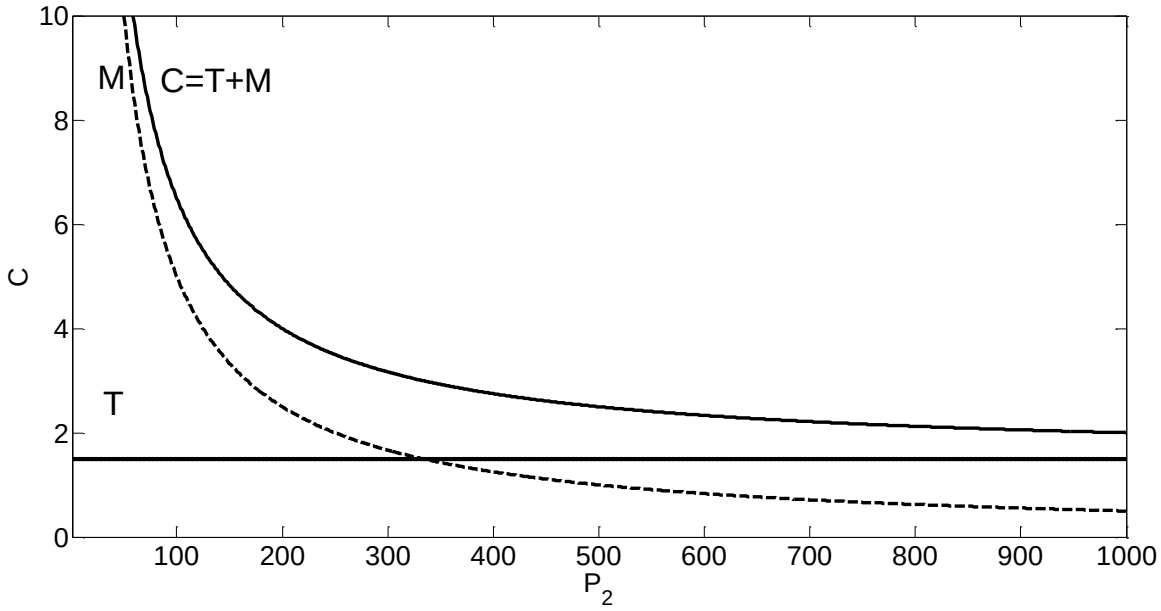
3. Резултати

На фиг.3. са показани зависимостите от критерия (1) за технология V_1, както следва на:

- общите разходи C (представени с непрекъсната линия), включващи материалните M (представени с прекъсната линия с равномерно редуващи се тирета)
- трудови T разходи (представена с прекъсната линия с равномерно редуващи се точки и тирета).

Изчисленията са направени като функция от общия брой на сглобените изделия при технология V_1.

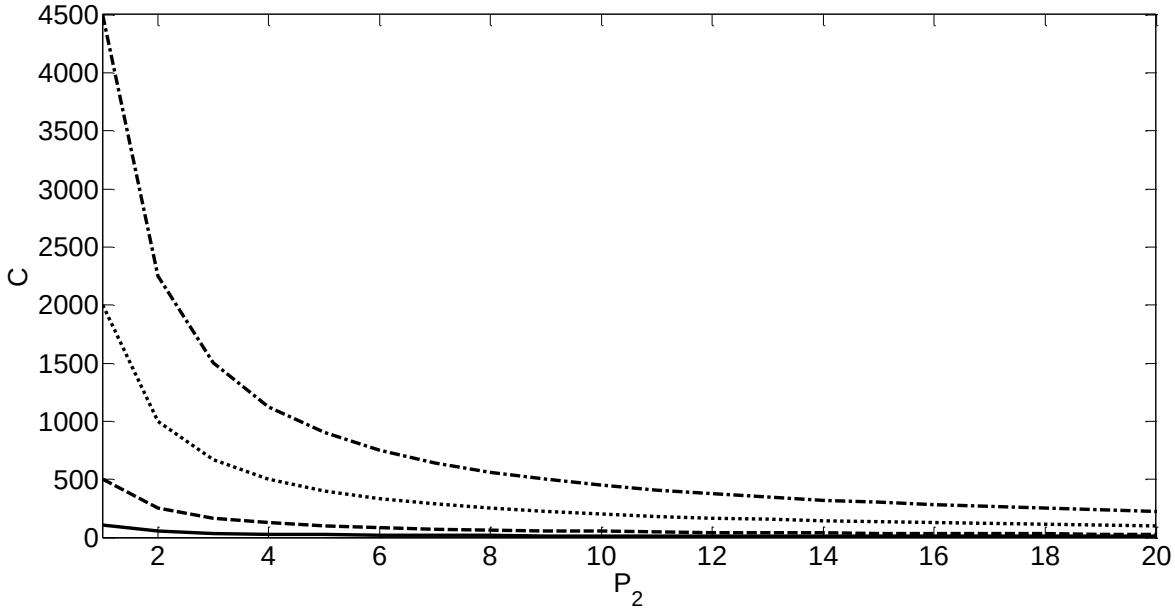
Този общ вид на зависимостите е получен и с данните от другите технологии, но разбира се със съответните им числени стойности.



Фиг.3. Общ вид на зависимостите (от P_2) на C_1, M_1 и T_1 за технология V_1

На фиг.4 са показани зависимостите на общите разходи $C(P_2)$ за всяка една технология (V_0 – непрекъсната линия, V_1 – прекъсната линия с равномерно редуващи се тирета, V_2 – прекъсната линия с равномерно редуващи се точки, V_3 – прекъсната линия с равномерно редуващи се тирета и точки).

Когато се разглежда малка серия (на фигурата са дадени от нула до двадесет бр. помпи) се вижда, че не е необходимо да се използва автоматизация. Всяка следваща технология е по-скъпа поради големия дял на М (материалните разходи).

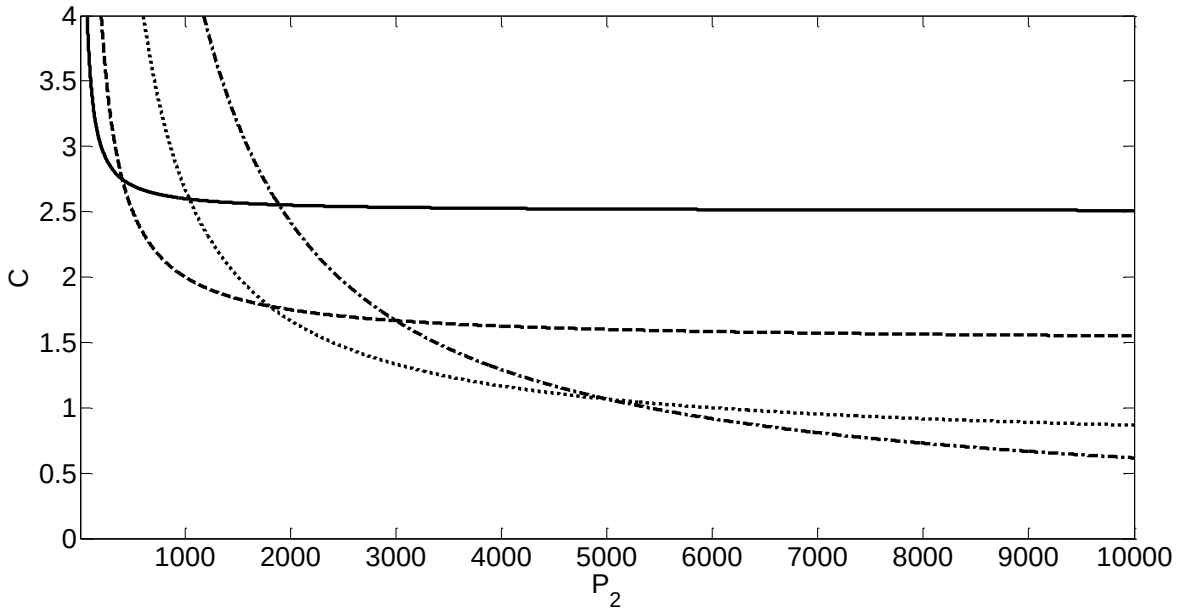


Фиг.4. Зависимост на общите разходи $C(P_2)$ за всяка технология

На фиг.5. е представена същата зависимост както на фиг.2., но за много по-голям обем на производството. Графиката има съвсем различен характер.

Вижда се, че за сглобяване до 500 броя изделия е желателно да се избере технология V_0, за сглобяване от 500 до 2000 бр. изделия е необходимо да се избере технология V_1, съответно от 2000 до 5000 бр. изделия най-подходяща е технология V_2 и над 5000 – технология V_3 е най-целесъобразна.

По този начин в зависимост от очаквания брой на произведените изделия може да се избере оптималната технология (технологията с най-малки разходи за производство).



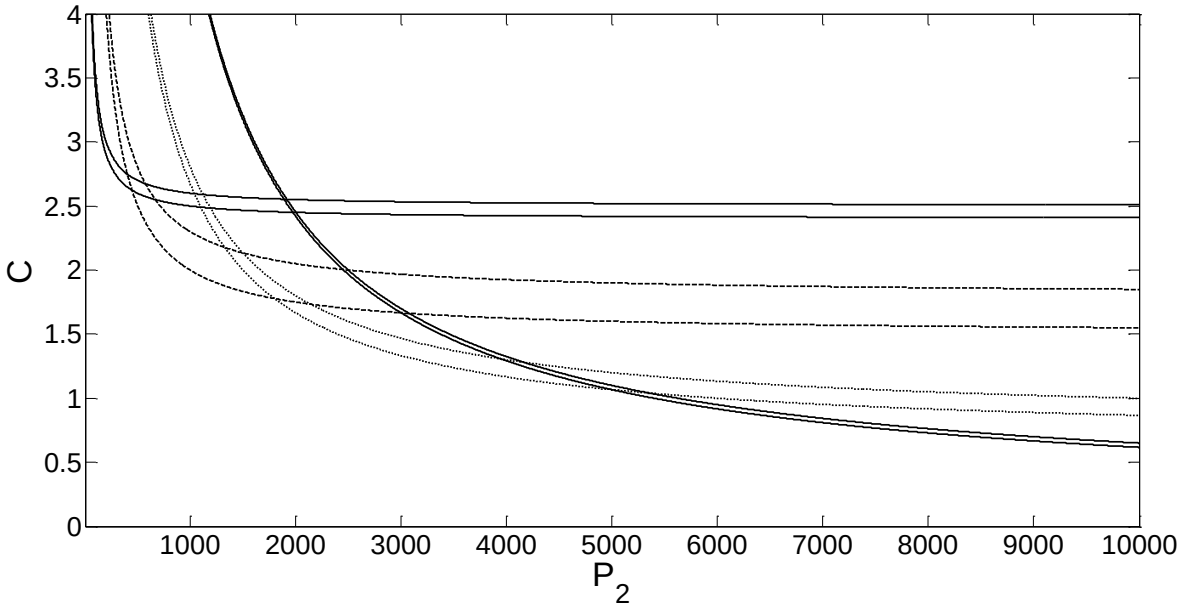
Фиг.5. Зависимост на общите разходи $C(P_2)$ за всяка технология

На фиг.6 отново са показани зависимостите на общите разходи $C(P_2)$ за всяка технология. На тази конкретна фигура е даден и интервала на изменение на стойността за изработката на едно изделие при промяна на ставката на работната заплата.

По този начин за всяка една от технологиите се получават интервали на неопределеност. Отново може да се направят еднозначни изводи за някои интервали. Например, при сглобяване до 500 бр. изделия трябва да се избере технология V_0. За интервала $1000 \div 1500$ броя е целесъобразно да се избере технология V_1.

Технология V_2 е желана за интервала $2500 \div 4000$ броя. Над 5500 бр. изделия оптималната технология е V_3. За разлика от случай с определеност (за работната заплата) тук се появяват интервали, в които не може директно да се избере най-подходящата стратегия.

В този случай има две възможни технологии. Така например, за сглобяване от 500 до 1000 бр. изделия трябва да се търси избор между V_0 или V_1 (очевидно е, че останалите технологии имат по-висока себестойност). От 1500 до 2500 бр. изделия за сглобяване се избира между технология V_1 или V_2, а за интервала $4000 \div 5500$ броя детайли за сглобяване, следва да се избере или технология V_2 или V_3.



Фиг.6. Зависимости на разходите $C_i(V_i, P_2)$ с отчитане на неопределеност

От направения предварителен графоаналитичен анализ се вижда, че технология V_0 е подходяща за производството на малко на брой – бутикови серии. Трудовите разходи са малки, но производителността е ниска и не може да се приложи за големи серии. При масово производство на механично изделие, трябва да се избере технология V_3. В междинните случаи : от 500 до 5500 изделия изборът на технология може да е нееднозначен. В случая (при известен брой на изделията които трябва да бъдат сглобявани) може да се редуцира броя на разглежданите технологии до две. Ако обаче е неопределен и броят на сглобяваните изделия, може да се наложи да се прави избор и между повече технологии. Би могло да се търсят еднозначни решения с използване на различни критерии за оптималност и да се приложат известни стратегии за оптимизация при неопределеност и дискретен брой варианти [2, 6], каквито решения за разглеждания случай на сглобяване на механично изделие се изследват в момента и ще бъдат коментирани в следваща публикация.

4. Заключение

При наличие на неопределеност изборът на една технология от няколко възможни в редица случаи е нееднозначен. За обоснован избор на една от технологиите, би могло да се приложат известни стратегии за оптимизация при неопределеност и дискретен брой варианти. При голям брой технологии задачата може да се опрости ако се извърши подобен на предложения в тази статия предварителен анализ, който позволява да се елиминира разглеждането на неперспективните технологии и да се ускори процеса на избор на оптимална технология за сглобяване. Разгледан е конкретен пример – зъбна хидравлична помпа. Извършен е предварителен анализ на възможните технологии за нейното сглобяване. Коментирани са възможности за редуциране на техния брой при следващо определяне на оптималната от тях.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гатев, Г. (1994), ***Изследване на операции – избор на решения при неопределеност***, (книга 1), София, България: Технически Университет–София, ISBN 954-438-089-2.
[2] Сапунджиев, Г. (1998), ***Вземане на решения в системите за управление***, София, България: Технически Университет–София, ISBN 954-438-211-3.
[3] Стоянов, С. (1993), ***Оптимизация на технологични процеси***, (1-во издание), София, България: „Техника“. ISBN 954-03-0256-0.
[4] Доцев Д., Л. Балтова, ***Разработване на варианти за монтаж на механично изделие в CAD среда***, списание по Машиностроене и Машинознание 2010, година V, брой 10, книга 1, стр. 03-07, Издателство на Технически университет – Варна, ISSN 1312-8612.
[5] Динев Г., И. Малаков, Д. Доцев, Л. Балтова, ***Избор на вариант за сглобяване на механично изделие***, списание по Машиностроене и Машинознание 2010, година V, брой 10, книга 1, стр. 12-16, Издателство на Технически университет – Варна, ISSN 1312-8612.
[6] Стоянов, С. ***Методи и алгоритми за оптимизация при непълна информация***. Лекции, ТУ-Габрово (2013).

Автори: Людмила Балтова, ас., катедра „Основи и технически средства за конструиране“, Машиностроителен Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: *lbaltova@tu-sofia.bg ;* Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail adress: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р Андрей Йончев

Годишник на Технически Университет - София, т. 65, кн. 1, 2015
Proceedings of the Technical University of Sofia, v. 65, book 1, 2015

РОБАСТНО ЛМН БАЗИРАНО УПРАВЛЕНИЕ НА ВЕТРОГЕНЕРАТОР

Андрей Йончев, Найден Ценов

Резюме: *Тази статия е свързана с представянето на ветрогенератора като обект с неопределеност чиито параметри зависят от скоростта на вятъра. Като се използва подходът на линейните матрични неравенства (ЛМН) се извършва много моделен H_∞ синтез с цел проектиране на робастна система за управление на скоростта на ветрогенератора. Разглежда се динамичното поведение на изследвания обект. Ще бъдат илюстрирани симулационни резултати, получени от основания на ЛМН много моделен H_∞ синтез. Те описват предимствата на приложената техника на робастното оптимално управление.*

Ключови думи: *модел на ветрогенератор, много моделен H_∞ синтез основан на ЛМН*

ROBUST LMI BASED CONTROL OF A WIND GENERATOR

Andrey Yonchev, Naiden Tsenov

Abstract: *This paper is concerned with representation of the wind generator as an uncertain plant which parameters depend on the wind speed. Using the linear matrix inequalities (LMI) approach we perform multi-model H_∞ synthesis in order to design a robust control system for the speed of the wind generator. The dynamical behavior of the investigated plant is under consideration. Simulation results obtained from the LMI based multi-model H_∞ synthesis will be illustrated. They depict the advantages of the applied robust optimal control technique.*
Keywords: *wind generator system model, LMI based multi-model H_∞ synthesis*

1. Introduction

The development of renewable energy resources is of high priority issue. It forms the actuality of process modeling and investigation task for control and regulation of such resources and also their joint work in an Electric Power System (EPS). Wind generators are one of these resources and are characterized by variable power rendered to the EPS as a result of stochastic nature of the wind speed. Nowadays, the wind energy is the fastest growing renewable energy resource. The wind is a clean and inexhaustible resource available all over the world. Recent progress in wind technology has led to cost reduction to cost levels compatible with conventional methods of electricity generation [1]. Furthermore, the number of wind turbines coming into operation increases significantly year after year.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Wind generator systems are very challenging from the control system viewpoint. Wind turbines exhibit nonlinear and non-minimum phase dynamics, also, mathematical problems depicting accurately their dynamic behavior are difficult to derive because of the particular operating conditions. The absence of accurate models and the operation at variable speed and variable pitch make the control problems more complicated. The best in such situation can be obtained by applying robust controllers [3, 4, 5]. The control has a direct impact on the cost of wind energy. Moreover, high performance and reliable controllers are important to enforce the competitiveness of wind technology.

The paper presents the synthesis of robust controller for the speed feedback loop. Due to fact that the plant parameters vary with respect to changes in the wind speed, it is proposed to apply a LMI based multi-model H_∞ synthesis procedure. Proper weighting functions that ensure acceptable performance of time responses of the closed-loop system are provided.

The goal of this paper is to derive stabilizing robust controller for the investigated wind generator system. Applying the considered LMI based multi-model H_∞ synthesis technique the presented control problem will be successfully solved in order to satisfy the technological requirements of the wind generator system.

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we present the wind generator system model. In Section 3 we describe some theoretical facts regarding the LMI based multi-model H_∞ synthesis procedure used to solve the stated control problem. Section 4 is connected with representing the obtained simulation results before we conclude in Section 5 with some final remarks.

2. Wind generator system model description

The WES is organized into four main functional blocks [1, 6, 7], namely the aerodynamic, mechanical, electrical and pitch servo control system of the angle of turbine blades. We suppose that the wind turbine operates with variable speed and the control action is the pitch angle of the blades. The wind is regarded as a stochastic and time-variant process applied as an input to the wind turbine system.

Modeling of the discussed functional blocks of the wind generator is investigated thoroughly in [1, 6, 7]. The linearized relation between the angle of deviation of blades β and the turbine angular velocity ω is represented by the following transfer function [8]:

$$G_s(s) = \frac{\omega(s)}{\beta(s)} = \frac{K_m G_{nom}(s)}{1-\lambda}, \qquad (1)$$

here the open-loop gain K_m and the pole λ are functions of the wind speed, and $G_m(s)$ is the nominal transfer function of the plant. The nominal transfer function is described in the following way [8]:

$$G_{nom}(s) = \frac{b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5}{s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4}. \qquad (2)$$

The values of the numerator and denominator coefficients are put in the table below:

Table 1

	1	2	3	4	5
a	4.5707	4.5707	213.6609	662.1310	958.1638
b	-	-0.1720	-3.3020	-14.4070	140.0300

It is obvious that the considered control plant is no minimum-phase.

The dependence of K_m and λ on the wind speed *V* (considered in m/s) is shown in Table 2:

Table 2

V (m/s)	K_m	λ
3	0.1123	-0.0114
-	-	-
10	0.1046	-0.0098
-	-	-
16	0.7220	-0.0067
-	-	-
20	1.4536	-0.0046

From Table 2 we see that the plant gain varies significantly due to changes in the wind speed, this creates difficulties in the system design.

In order to design a robust controller the system (1) has to be represented as a plant with uncertainties. To do this we assume that the uncertain parameter is the wind speed, which also plays a role of reference. In the robust control theory one considers scaled uncertainties which size has to be in the interval [-1, 1]. Throughout the paper we will use an uncertain parameter α, which is related to the wind speed using the following ratio:

$$V = 8.5\alpha + 11.5. \qquad (3)$$

It is obvious that if the parameter α varies from -1 to 1 the wind speed changes from 3 m/s to 20 m/s.

Using the dependence of K_m and λ on the wind speed *V* taken from the Table 2, the relationships between K_m, λ and α are obtained as:

$$K_m = 0.72085\alpha + 0.73275, \quad (4)$$

$$\lambda = 0.0034\alpha - 0.0080. \quad (5)$$

The relations (4) and (5) allow us to consider the system (1) as a plant with uncertainties.

3. Design of LMI based multi-model H_∞ robust controller

In order to apply the LMI design techniques the considered uncertain system has to be represented as a polytopic one in three vertex points with respect to K_m and V, shown in Figure 1.

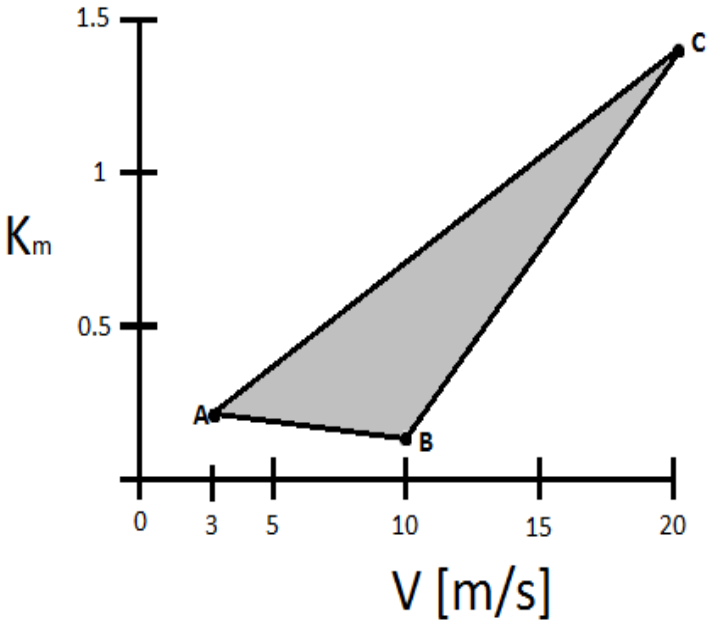


Figure 1. Polytopic system in three vertex points *A*,*B* and *C*.

In this way we will further investigate three polytopic systems in the considered three vertex points *A*,*B* and *C* corresponding to the different wind speeds, i.e. 3 m/s, 10 m/s and 20 m/s.

In the section we have to design an LMI based multi-model H_∞ robust controller which has to stabilize the three polytopic systems and to ensure desired performance.

The block-diagram shown in Figure 2 is used to describe the closed-loop system and to define the different performance specifications.

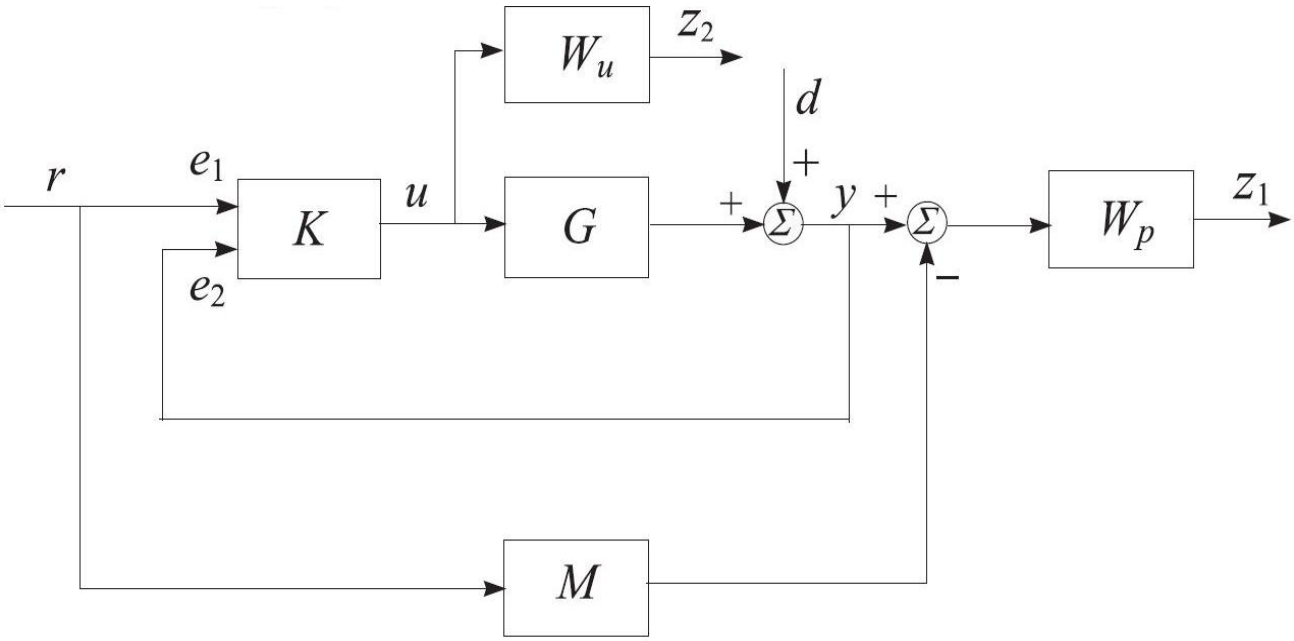


Figure 2. Closed-loop system with performance requirements.

In this Figure 2 with *G* we denote the uncertain transfer function matrix, with *K* – the transfer function matrix of the controller, and with *d* – the disturbance.

The performance criterion requires the transfer function from the input signals *r* and *d* to output signals z_1 and z_2 to be small in terms of $\| H \|_\infty$ for all possible uncertain models of the plant *G*.

The performance of the closed-loop system can be achieved by choosing appropriate frequency responses of the transfer functions W_p and W_u, which are chosen as:

$$W_p(s) = 0.95\frac{2s+1}{2s+0.004}, W_u(s) = 10^{-3}\frac{0.001s+1}{0.0001s+1}. \quad (6)$$

The desired dynamics of the closed-loop system is defined by the model *M(s)*, which is taken as:

$$M(s) = \frac{1}{25s^2+7s+1}. \quad (7)$$

In order to perform multi-model H_∞ state-feedback synthesis using the LMI technique we seek a single quadratic Lyapunov function $X := X_\infty$ that enforces the required design objectives in the polytope and the following system of LMI has to be solved [2]:

Minimize $\alpha\gamma^2 + \beta Trace(Q)$ over *Y*, *X*, *Q* and γ^2 subject to

$$\begin{pmatrix} A_k X + XA^T{}_k + B_{2k}Y + Y^T B_{2k}{}^T & B_{1k} & XC^T{}_{1k} + YD^T{}_{12k} \\ B_{1k}{}^T & -I & D^T{}_{11k} \\ C_{1k}X + D_{12k}Y & D_{11k} & -\gamma^2 I \end{pmatrix} < 0$$

$$\begin{pmatrix} Q & C_{2k}X + D_{22k}Y \\ XC^T{}_{2k} + YD^T{}_{22k} & X \end{pmatrix} > 0 \qquad . (8)$$

$$Trace(Q) < \nu^2{}_0$$

$$\gamma^2 < \gamma^2{}_0.$$

Denote the optimal solution by $(X^*, Y^*, Q^*, \gamma^*)$, the corresponding state-feedback gain is given by

$$K^* = Y^*(X^*)^{-1}.$$

This gain guarantees the worst case performance: $\|T_\infty(s)\|_\infty \le \gamma^*$.

4. Simulation experiments

In this section we investigate the robust control problem of the uncertain wind generator system model (2) using the applied LMI based multi-model H_∞ state-feedback synthesis technique.

We consider a convex polytope of three vertices as shown in Figure 1 where the wind speed takes the following values:

$$A = (3m/s), B = (10m/s), C = (20m/s).$$

Thus we investigate the behavior of three polytopic systems.

In Figures 2-4 we present the time responses of the linear closed-loop system with the designed LMI based multi-model H_∞ optimal control for the three polytopic systems.

In these cases the time domain responses satisfy the technological requirements of the wind generator system model.

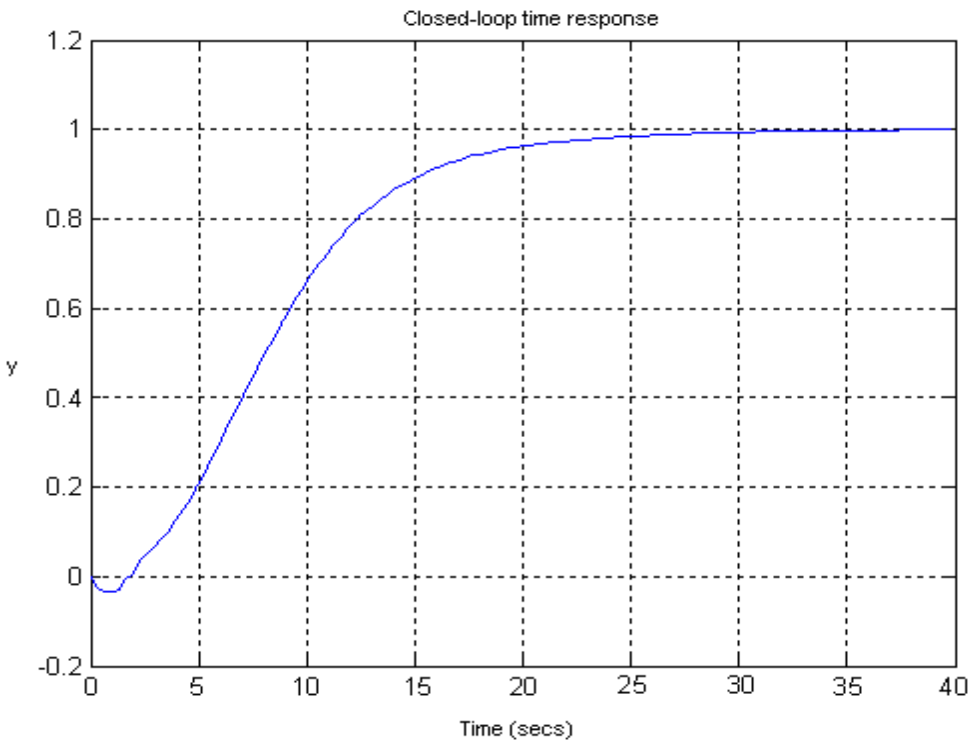


Figure 2. Polytopic system 1- *A* response with multi-model H_∞ optimal control

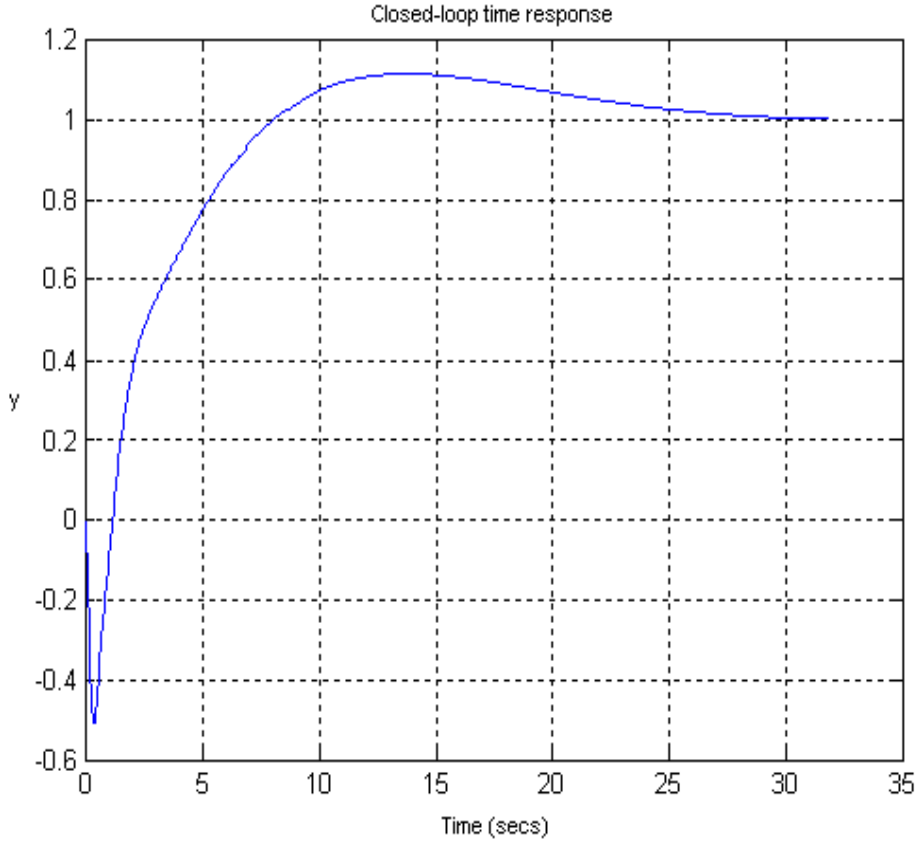


Figure 3. Polytopic system 2- *B* response with multi-model H_∞ optimal control

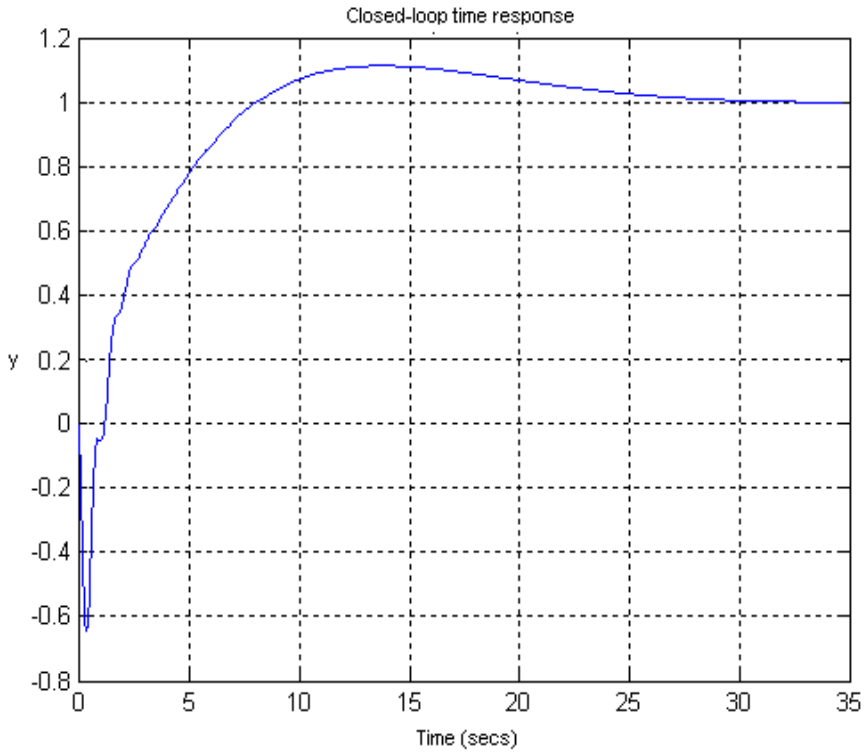


Figure 4. Polytopic system 3- *C* response with multi-model H_∞ optimal control

On Figures 5 and 6 the performed robust stability and performance analysis tests of the investigated uncertain closed-loop system are presented.

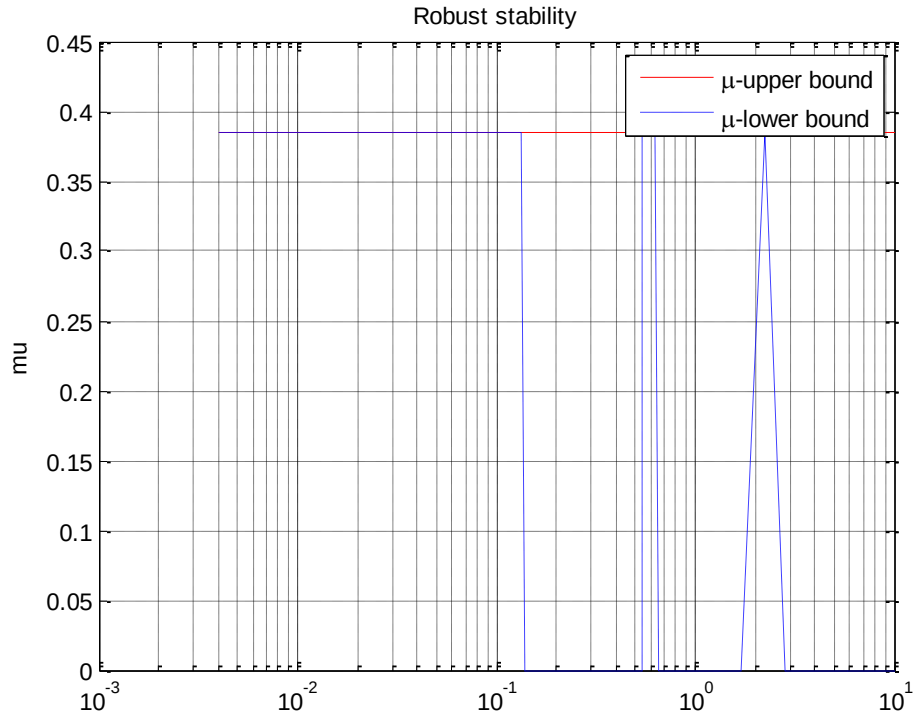


Figure 5. Robust stability test with multi-model H_∞ optimal control

The considered uncertain system is robustly stable to modeled uncertainty. It can tolerate up to 235% of the modeled uncertainty. A destabilizing combination of 260% of the modeled uncertainty exists, causing an instability at 0.112 rad/s. Sensitivity with respect to uncertain element 'alpha' is 100%. Increasing 'alpha' by 25% leads to a 25% decrease in the margin.

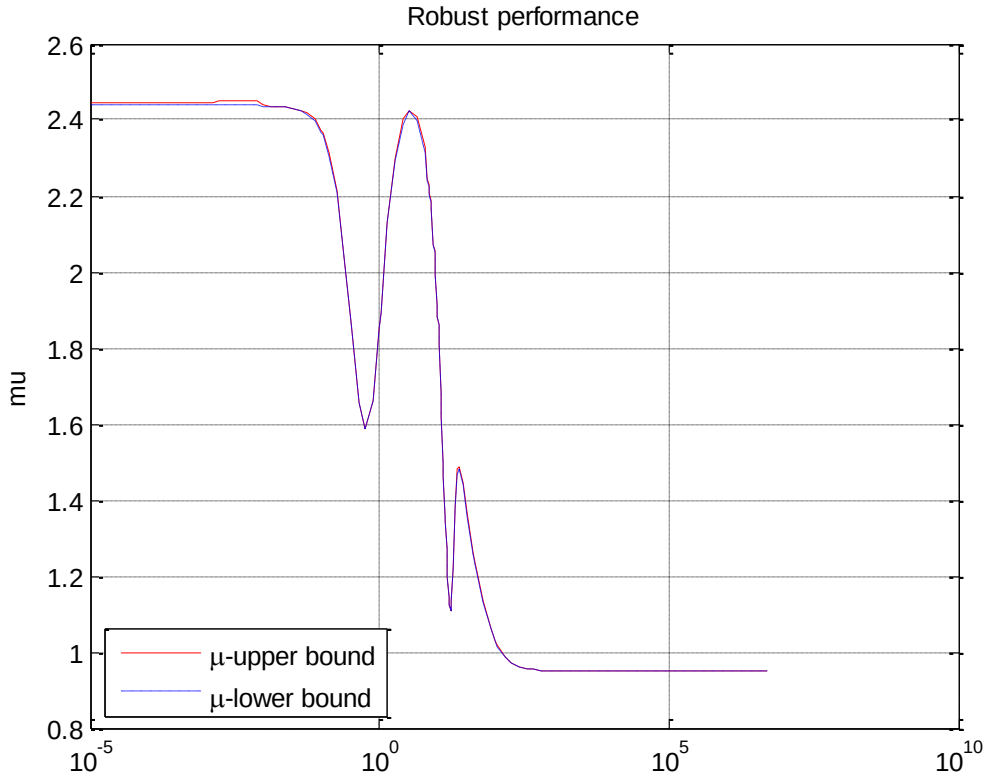


Figure 6. Robust performance test with multi-model H_∞ optimal control

Uncertain system achieves a robust performance margin of 0.4103. A model uncertainty exists of size 40.8% resulting in a performance margin of 2.45 at 1e-005 rad/sec. Sensitivity with respect to uncertain element 'alpha' is 48%. Increasing 'alpha' by 25% leads to a 12% decrease in the margin.

The presented numerical examples show that the investigated control method - LMI based multi-model H_∞ state-feedback synthesis ensure robust stability and acceptable performance of the wind energy system.

5. Conclusion

This paper considered the dynamic behavior of a wind generator system presented as a plant with uncertainties. The investigations were concerned with the application of the LMI based multi-model H_∞ state-feedback technique. The performance and robust stability for the three vertex systems being controlled using the robust LMI based technique was studied. The simulations resulting from the multi-model H_∞ state-feedback synthesis were presented. They show the advantages of the considered robust optimal control technique. Applying such an approach leads to the fact that the time domain responses satisfy the technological requirements of the wind generator system model.

LITERATURE

[1] F. D. Bianchi, H. De. Batista, and R. J. Mantz, ***Wind Turbine Control Systems***. Springer, 2003

[2] Khargonekar, P.P, and M. A. Rotea, ***"Mixed H_2/H_∞ Control: a Convex Approach,"*** IEEE Aut.Contr., 39 (1991), pp.824-837

[3] O. Ognyanova, P. Petkov, E. Haralanova and T. Puleva. ***Robust Control of a Wind Turbine.*** 7th- Mid. Conf. and Exhibition on PGTDEC, 7-10 November, Agia Napa, Cyprus, 2010

[4] Dale, E., Seborg, ***A perspective on advanced strategies for process control***, Modelling Identification and Control, vol. 15, no.3, pp.179-189, 1994

[5] F. Borreli, A. Bemporad, and M. Morari. ***Predictive Control for Linear and Hybrid Systems***, 2012.

[6] Z. Ljubosny. ***Wind Turbine Operation in Electric Power Systems***. Springer 2003

[7] O. Ognyanova , E. Haralanova, T. Puleva. ***Wind Energy Coversion System Modeling***. International Conference Automatics and Informatics 29.09-04.10.2009, Sofia, pp. VI-1

[8] O. Ognyanova , E. Haralanova, P. Petkov. ***Robust Control of Wind Turbine.*** International Conference Automatics and Informatics 29.09-04.10.2009, Sofia, pp. VI-9

Authors: Andrey Yonchev, Assoc. Prof. PhD at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics in the Technical University - Sofia, E-mail adress: *ayonchev@tu-sofia.bg*; Naiden Tsenov, MSc. at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics in the Technical University-Sofia.

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD T. Puleva

ZETA АЛГЕБРА: ОПТИМИЗИРАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА ЗА КОМУНИКАЦИЯ ПРИ БЕЗЖИЧНИ МРЕЖИ

Здравко Каракехайов

Резюме: *В работата се разглежда* ***ZETA-NR****, система от модели и доказателства за оптимално многостъпково предаване на пакети при безжични мрежи. В основата на разглеждането са разстоянията между възлите или нивата на мощността при предаване. Резултатите от моделирането показват приноса на алгебрата* ***ZETA-NR*** *за намаляване на енергията при комуникация.*
Ключови думи: *Мрежи без инфраструктура, комуникация с ниска консумация, управление на консумацията, управление на достъпа до средата*

ZETA: ZERO ENERGY TRANSMISSIONS ALGEBRA FOR WIRELESS AD-HOC NETWORKS

Zdravko Karakehayov

Abstract: *In this paper we describe* ***ZETA-NR****, a mathematical framework developed for multihop forwarding of packets.* ***ZETA-NR*** *provides proofs for optimal selection of the next relay. The communication model is based on medium access control protocols and energy models. The framework applies either distances between nodes or transmit power levels. We show possibilities to integrate multihop services into routing protocols using a successive approximation procedure. Simulation results indicate reduced energy for communication and improved throughput.*

Keywords: *Wireless ad-hoc networks, low-power routing, power management, MAC layer*

1. Introduction

Network nodes utilize wireless communication to build a topology. Nodes have a limited radio communication range to avoid energy-expensive long-distance transmissions. Packets travel over the network in a multihop manner. Selecting the next relay becomes a serious challenge since the packet should reach the destination node with a minimum amount of energy. While a certain neighbor may meet the protocol requirements, some other nodes within the communication range could partition the link and provide energy efficient alternatives.

In this paper we determine the threshold of partitioning and show how to integrate the routing algorithm and the decomposition procedure.

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

In the following section known methods for multihop routing are reviewed. In Section 3 a communication model is discussed. Section 4 describes the ZETA-NR mathematical framework. Section 5 provides the interaction between the routing algorithm and the low-power decomposition. Section 6 concludes the paper.

2. Related work

Initial study of multihop routing assumes that equally spaced nodes may be available for retransmissions [1, 2, 3]. The distance between the source and the destination and the power model determine the optimal number of hops. Consequently, the minimum communication energy is achieved using a single transmission radius which is sufficient to cover the equal internode distances. The approach is suitable either for controlled deployments or for dense networks. Similarly, the existence of an optimal transmission radius for broadcasting protocols is proved in [4]. In related research we investigated the efficiency of multihop optimization beyond the limitations of simple settings [5, 6, 7].

Along with the distances between nodes, there are two other factors which determine the energy required for communication. A medium access control mechanism is employed to improve the interaction between the nodes. The energy spent for control packets is justified via scheduled-based data packets transmissions. Medium access control protocols are discussed in [8, 9, 10, 11]. While in [9] nodes are dynamically split into two sets: nodes that sleep and nodes that stay awake to participate in the forwarding backbone topology, the **ALS-MAC** [10] achieves scalability and collision avoidance via a correspondence between contention-based advertising slots and scheduled-based transmitting slots. Data transmission algebra (DTA) has been developed to generate complex transmission schedules based on collision-free concurrent data transmissions [11]. The reduced transmit power allows better spatial reuse [12]. For sensor networks capable of scavenging nodes with ample amount of energy may become suitable replacements for well located nodes [13].

3. Communication model

Assume a single hop link between a source and a destination. The communication model, N, is a set which has two elements: a medium access control model, M, and an energy model, E. Both M and E are sets as well.

$$\mathbf{N} = \{\mathbf{M}, \mathbf{E}\} \quad (1)$$

3.1 Medium access control model

Assume that nodes have prearranged collision-free links and wake up only to forward packets. This MAC method can be termed Assume Scheduled Links, **ASL**. Since nodes exchange only data packets, the **ASL** model has two parameters: a packet length in bits, p, and a bit rate, B.

$$\mathbf{M} = \{\mathbf{ASL}, \mathrm{p}, \mathrm{B}\} \quad (2)$$

Another approach, Beacon Advertise Transmit, **BAT** model, utilizes beacons to synchronize transmitters and receivers [8]. A beacon period, T_B, consist of two parts. The first part is a traffic indication window, T_A. During T_A all nodes are listening and

pending packets are advertised. In the second part of the beacon period addressed nodes send acknowledgements and receive data packets. Successful receptions are indicated by acknowledgements as well. Fig.1 lays out a beacon period.

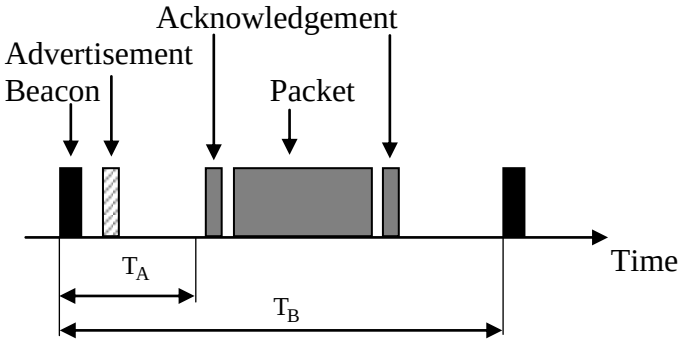


Fig.1. Beacon period

The **BAT** model is characterized by T_A, T_B, a data packet length in bits, p, a control packet length in bits, q, and a bit rate, B.

$$\mathbf{M} = \{\mathbf{BAT}, T_A, T_B, p, q, B\} \quad (3)$$

Advance Local Scheduling, **ALS**, protocol is similar to **BAT** [10]. **ALS** also employs beacons to synchronize internode communications. A beacon period, T_B, can be broken down into two sections. The first section is a contention-based, time-slotted traffic indication window, T_A. During T_A all receivers are switched on and buffered packets are advertised. The following section consists of slots for scheduled transmissions. Both sections have equal number of slots. Once a node succeeds in establishing a session via RTS and CTS control packets in the first section, it gets an access to the corresponding slot in the second section. Acknowledgement (ACK) frames close the loop. This MAC protocol allows all nodes to sleep during the second section and wake up to exchange packets only at specific slots. The model can be described as

$$\mathbf{M} = \{\mathbf{ALS}, T_A, T_B, S, p, q, B\} \quad (4)$$

The parameter S is used to specify the number of slots.

3.2 Energy model

Communication between two nodes requires creating a physical link between two radios. The energy required to transmit a bit over a distance d can be expressed as

$$E = ad^n + b \quad (5)$$

where *a* is a constant [14]. The parameter *n* shows how fast the transmitted power decays with increasing distance. For most applications, *n* is between 2 and 4. The *b* constant introduces the energy portion independent of the distance. As a result

$$\mathbf{E} = \{a, n, b, P_R\} \quad (6)$$

where P_R is the power consumption of a switched on receiver.

4. ZETA-NR

The mathematical framework **ZETA-NR** (Zero Energy Transmissions Algebra – Next Relay) provides proofs for optimal selection of neighbors for energy-efficient forwarding of packets. As soon as the next relay is known, a partitioning of the communication link may be considered. **ZETA-NR** shows which neighbors can be em-

ployed as intermediate nodes to save energy. Essentially, **ZETA-NR** utilizes distances viewed as variables in the exponent energy model. However, if the nodes locations are not available or the energy model is not known, **ZETA-NR** selects intermediate nodes via the actual power levels applied for previous sessions.

4.1 ZETA-NR based on distances

Fig.2 depicts a partitioning of the communication link between a source S and a destination D via arbitrarily located intermediate node, I.

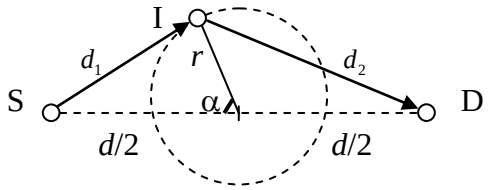


Fig.2. Using an arbitrarily located intermediate node

- **ASL model**

Theorem 1. Let $\mathbf{N}=\{\{\mathbf{ASL},\mathrm{p},\mathrm{B}\},\{a,4,b,\mathrm{P_R}\}\}$ be the communication model of an ad-hoc network. If the distance between the source S and the destination D $d \ge ((8b+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R})/7a)^{1/4}$ and the distance between an intermediate node and the halfway point between S and D $r \le (-0.75d^2+0.25(9d^4-a^{-1}(8b-7ad^4+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R}))^{1/2})^{1/2}$, the two-hop communication requires less energy than the direct link [7].

Proof. We must compare the energy for both cases [7].

$$ad_1^4+b+ad_2^4+b+2(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R} \le ad^4+b+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R} \quad (7)$$

Since $d_1=(d^2/4-dr\cos\alpha+r^2)^{1/2}$ and $d_2=(d^2/4+dr\cos\alpha+r^2)^{1/2}$, we get

$$16ar^4+8ad^2(1+2\cos^2\alpha)r^2+8b-7ad^4+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R} \le 0 \quad (8)$$

The inequality has solutions if and only if $d \ge ((8b+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R})/7a)^{1/4}$. Since the threshold value for the distance r will vary with α, we take the worst case, $\cos\alpha=1$.

Using the quadratic formula, $r \le (-0.75d^2+0.25(9d^4-a^{-1}(8b-7ad^4+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R}))^{1/2})^{1/2}$.

Fig.3 lays out plots for the radius r compared with half of the distance [7]. The example utilizes two bit rates, 1 Mbps and 0.5 Mbps, a = 0.2 fJ/m4, b = 1 nJ, $\mathrm{P_R}$= 10 mW and p = 128 bit.

Theorem 2. Let $\mathbf{N}=\{\{\mathbf{ASL},\mathrm{p},\mathrm{B}\},\{a,4,b,\mathrm{P_R}\}\}$ be the communication model of an ad-hoc network. If the nodes can be spaced equally, the energy has a minimum for

$$\mathrm{h}=(((\mathrm{n}-1)ad^n)/(b+\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}))^{1/n} \quad (9)$$

where h is the number of hops.

Proof. The energy for multihop routing

$$\mathrm{E}=\mathrm{p}\mathrm{h}(a(d/h)^n+b)+\mathrm{h}(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R} \quad (10)$$

$$\mathrm{E}'=(1-n)\mathrm{p}ad^n\mathrm{h}^{-\mathrm{n}}+\mathrm{p}b+(\mathrm{p/B})\mathrm{P_R} \quad (11)$$

$$\mathrm{E}''=apd^n\mathrm{n}^2\mathrm{h}^{-\mathrm{n}-1}-apd^n\mathrm{n}\mathrm{h}^{-\mathrm{n}-1}=apd^n\mathrm{n}\mathrm{h}^{-\mathrm{n}-1}(n-1)>0 \quad (12)$$

As a result, the energy has a minimum for $\mathrm{h}=(((\mathrm{n}-1)ad^n)/(b+\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}))^{1/n}$.

Fig.4 shows how the energy scales with the number of hops h. Also, Fig.4 provides the values for h calculated via Theorem 2.

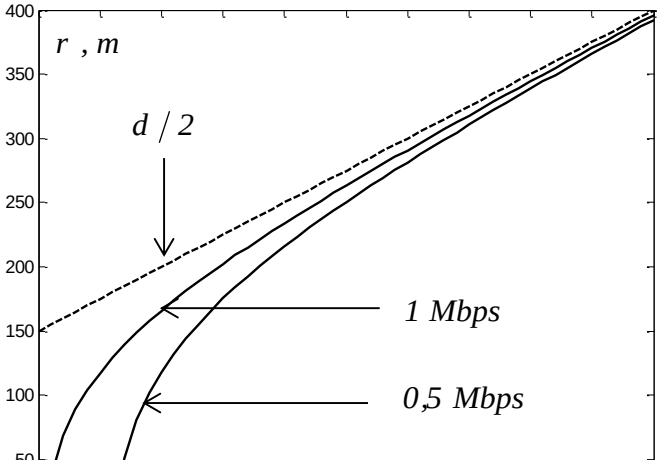


Fig.3. Radius *r* scales with the distance

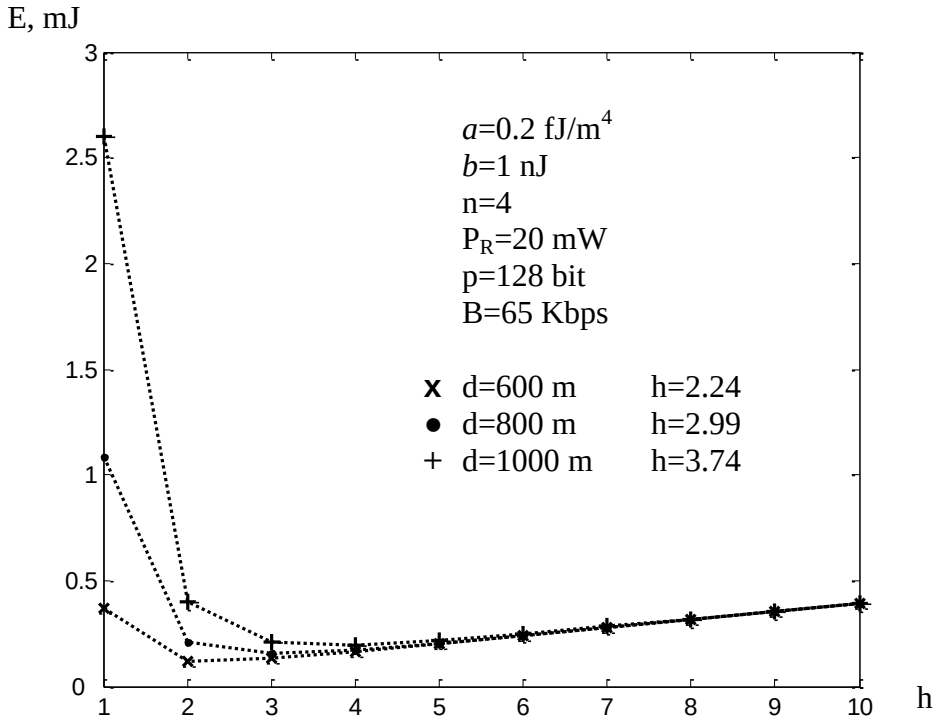


Fig.4. Energy for different number of hops

- **BAT model**

Theorem 3. Let $\mathbf{N}=\{\{\mathbf{BAT}, T_A, T_B, p, q, B\},\{a, 4, b, P_R\}\}$ be the communication model of an ad-hoc network. Let the average number of neighbors listening to a beacon transmission be D. If the distance between the source S and the destination D

$$d \geq ((b(3q+p)+P_R B^{-1}(q+p)+P_R D T_A)a^{-1}(3.5625q+0.875p)^{-1})^{1/4} \quad (13)$$

and the distance between the intermediate node and the halfway point between S and D

$$r \le (-0.25d^2(10.5\mathrm{q}+3\mathrm{p}+0.5\mathrm{q}d)(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)^{-1}+0.5a^{-1}(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)^{-1}(0.25a^2d^2(10.5\mathrm{q}+3\mathrm{p}+0.5\mathrm{q}d)^2 - 2a(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)(-ad^4(3.5625\mathrm{q}+0.875\mathrm{p})+b(3\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}(\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{DT_A}))^{1/2})^{1/2} \quad (14)$$

the two-hop communication requires less energy than the direct link [7].

Proof. We must compare the energies for both cases.

$$\begin{aligned}
&[\mathrm{S}] && (2\mathrm{q}+\mathrm{p})(ad_1^4+b)+\mathrm{q}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{I}] && +\mathrm{q}(ad_1^4+b)+(2\mathrm{q}+\mathrm{p})(ad_2^4+b)+\mathrm{p}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}+\mathrm{q}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{D}] && +2\mathrm{q}(ad_2^4+b)+\mathrm{p}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{N}] && +2\mathrm{DT_A}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{S}] && \le (2\mathrm{q}+\mathrm{p})(ad^4+b)+\mathrm{q}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{D}] && +2\mathrm{q}(ad^4+b)+\mathrm{p}\mathrm{B}^{-1}\mathrm{P_R}\\
&[\mathrm{N}] && +\mathrm{DT_A}\mathrm{P_R}
\end{aligned} \quad (15)$$

The energy is spit between the source [S], an intermediate node [I], the destination [D] and neighbors [N]. Again, $d_1=(d^2/4-dr\cos\alpha+r^2)^{1/2}$ and $d_2=(d^2/4+dr\cos\alpha+r^2)^{1/2}$. We take the worst case, $\cos\alpha=1$.

$$\begin{aligned}
&2a(3\mathrm{q}+\mathrm{p})r^4+2a\mathrm{q}dr^3+3ad^2(3.5\mathrm{q}+\mathrm{p})r^2+0.5a\mathrm{q}d^3r\\
&-ad^4(3.5625\mathrm{q}+0.875\mathrm{p})+b(3\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}(\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{DT_A}\le 0
\end{aligned} \quad (16)$$

We replace $2a\mathrm{q}dr^3$ with $2a\mathrm{q}dr^4$ and $0.5a\mathrm{q}d^3r$ with $0.5a\mathrm{q}d^3r^2$ to obtain

$$\begin{aligned}
&2a(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)r^4+ad^2(10.5\mathrm{q}+3\mathrm{p}+0.5\mathrm{q}d)r^2\\
&-ad^4(3.5625\mathrm{q}+0.875\mathrm{p})+b(3\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}(\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{DT_A}\le 0
\end{aligned} \quad (17)$$

which has a solution if $d\ge((b(3\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}(\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{DT_A})a^{-1}(3.5625\mathrm{q}+0.875\mathrm{p})^{-1})^{1/4}$.

Finally

$$\begin{aligned}
&r \le (-0.25d^2(10.5\mathrm{q}+3\mathrm{p}+0.5\mathrm{q}d)(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)^{-1}\\
&+0.5a^{-1}(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)^{-1}(0.25a^2d^2(10.5\mathrm{q}+3\mathrm{p}+0.5\mathrm{q}d)^2\\
&-2a(3\mathrm{q}+\mathrm{p}+\mathrm{q}d)(-ad^4(3.5625\mathrm{q}+0.875\mathrm{p})+b(3\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}(\mathrm{q}+\mathrm{p})+\mathrm{P_R}\mathrm{DT_A}))^{1/2})^{1/2}
\end{aligned} \quad (18)$$

Fig.5 shows plots for **ASL** and **BAT** MAC models, a bit rate of 512 Kbps [7].

- **ALS model**

Theorem 4. Let $\mathbf{N}=\{\{\mathbf{ALS},\mathrm{T_A},\mathrm{T_B},\mathrm{S},\mathrm{p},\mathrm{q},\mathrm{B}\},\{a,4,b,\mathrm{P_R}\}\}$ be the communication model of an ad-hoc network. Let the average number of neighbors listening to a beacon transmission be D. If the distance between the source S and the destination D

$$d \ge (((3\mathrm{q}+\mathrm{p})\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1}+2\mathrm{q}b)(0.875a(2\mathrm{q}+\mathrm{p}))^{-1})^{1/4} \quad (19)$$

and the distance between an intermediate node and the halfway point between S and D

$$\begin{aligned}
&r \le (-3a(2\mathrm{q}+\mathrm{p})d^2(4a(2\mathrm{q}+\mathrm{p}))^{-1}+(9a^2(2\mathrm{q}+\mathrm{p})^2d^4\\
&-8a(2\mathrm{q}+\mathrm{p})(0.125(2\mathrm{q}+\mathrm{p})d^4+(2\mathrm{q}+\mathrm{p})(b\text{-}ad^4)+(3\mathrm{q}+\mathrm{p})\mathrm{P_R}\mathrm{B}^{-1})^{1/2}(4a(2\mathrm{q}+\mathrm{p}))^{-1})^{1/2}
\end{aligned} \quad (20)$$

the two-hop communication requires less energy than the direct link.

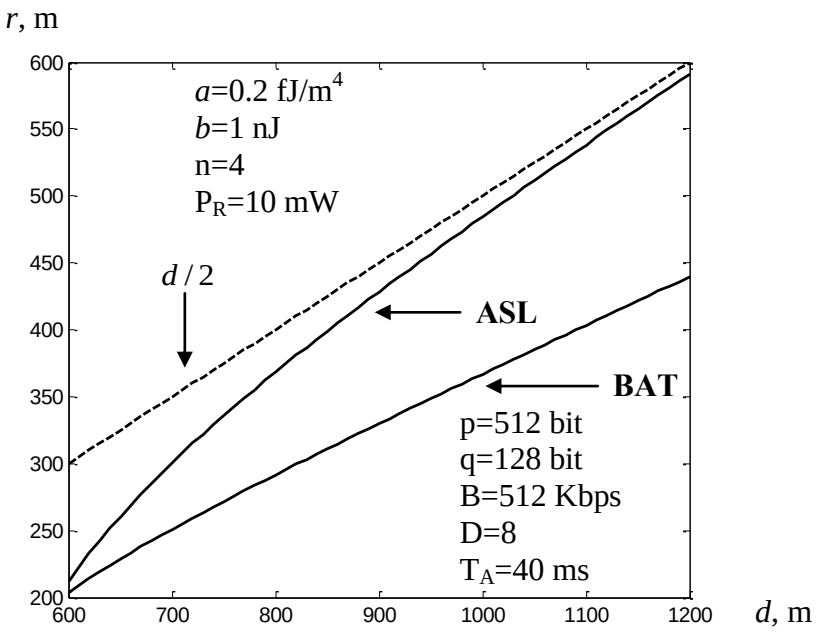


Fig.5. **ASL** MAC model provides better opportunities for partitioning than **BAT**

Fig.6 shows how the radius *r* scales with the distance *d* for **ASL** and **ALS**. Simulation results indicate that **ALS** provides better opportunities to break down the link and save energy.

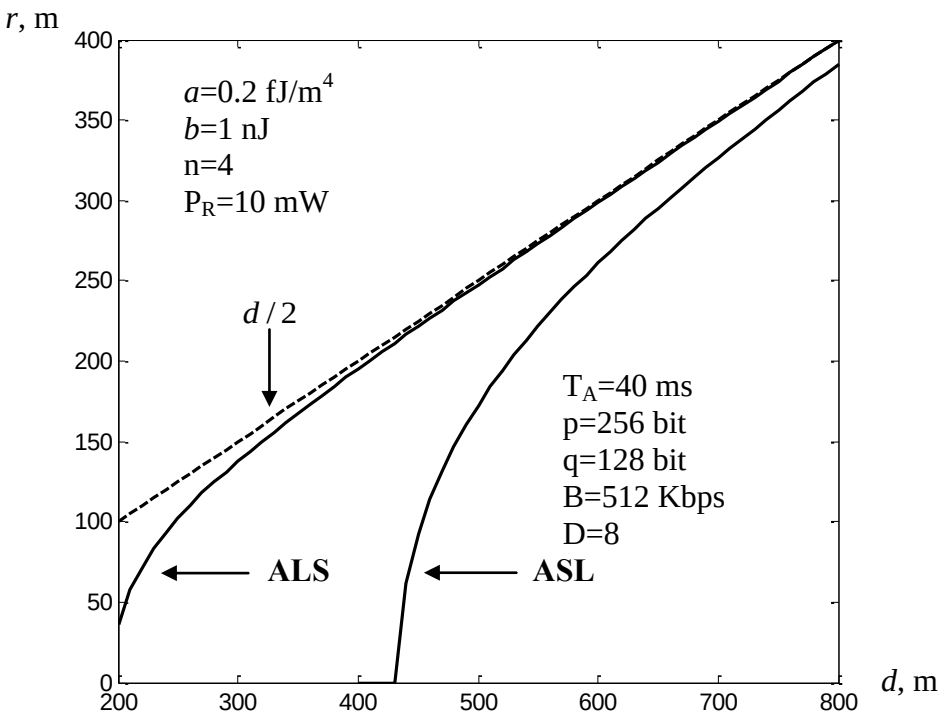


Fig.6. The radius *r* scales for **ASL** and **ALS** MAC models

4.2 ZETA-NR Based on transmit power levels

In this case locations are not available and nodes record in their tables the transmit power levels used to reach neighbors. Nodes send their tables to the neighbors to make the calculations possible. The next relay is selected according to the power signature of the neighborhood. Fig.7 shows the alternatives: a direct link and a routing via an intermediate node. Fig.7 indicates the corresponding transmit power levels as well.

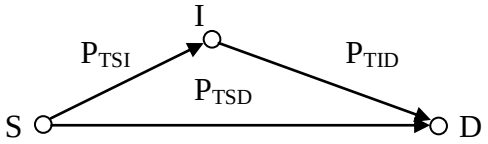


Fig.7. Different transmit power levels

Theorem 5. Let $\mathbf{N} = \{\{\mathbf{ASL}, p, B\}, \{P_R\}\}$ be the communication model of a sensor network. A two-hop communication requires less energy than the direct link if

$$P_{TID} \le P_{TSD} - P_{TSI} - P_R \quad (21)$$

where P_{TSD} is the source transmit power for the direct link, P_{TSI} is the source transmit power to reach an intermediate node and P_{TID} is the intermediate node transmit power to reach the destination.

Proof. We must prove when the following inequality holds.

$$P_{TSI}(pB^{-1}) + P_R(pB^{-1}) + P_{TID}(pB^{-1}) + P_R(pB^{-1}) \le P_{TSD}(pB^{-1}) + P_R(pB^{-1}) \quad (22)$$

$$P_{TSI} + P_{TID} + P_R \le P_{TSD} \quad (23)$$

Thus, $P_{TID} \le P_{TSD} - P_{TSI} - P_R$.

5. Successive approximation routing

The interaction between the routing procedure and the low-power forwarding is implemented via successive approximations [7]. As soon as the routing algorithm determines the next hop, multihop optimization is applied to select an intermediate node.

As soon as the packet is sent to the intermediate node, the routing algorithm is executed again. Fig.8. shows how the successive approximation interaction between a greedy geographic routing and multihop optimization declines the energy.

The results are obtained by ANTS simulator for 200 nodes randomly deployed in one km square field. One hundred packets are exchanged.

The communication range, R, vary between 100 m and 200 m. Fig.9 shows the number of hops.

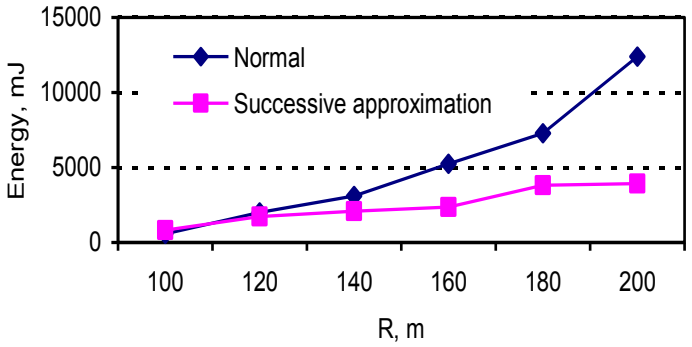


Fig.8. Energy reduction for different communication ranges

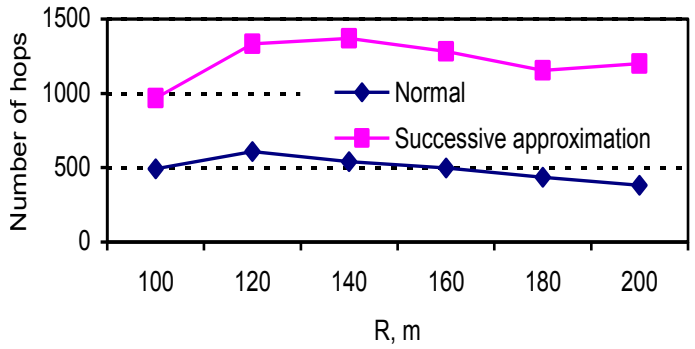


Fig.9. Number of hops

Finally, Fig.10 compares the throughput. The successive approximation procedure improves the throughput almost constantly.

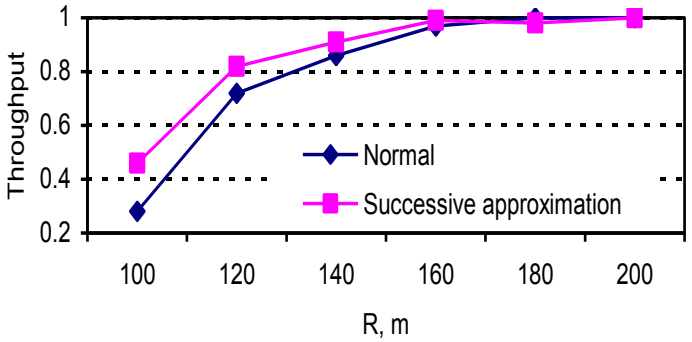


Fig.10. Throughput for both modes

Conclusion

This paper provides proofs for optimal selection of the next relay in ad hoc networks. Our approach utilizes a mathematical framework, **ZETA-NR**, which outlines the boundary between energy efficient and energy inefficient partitioning of the radio link. The communication model is based on medium access control protocols and energy models. We show possibilities to integrate multihop services into routing protocols using a successive approximation procedure. Simulation results indicate reduced energy for communication and improved throughput.

REFERENCES

[1] I. Stojmenovic & Xu Lin, Power aware localized routing in wireless networks, IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems, Vol. 12, No. 11, 2001, 1122-1133

[2] Z. Karakehayov, Low-power communication for wireless ad hoc networks, Proc. Int. Conf. ELECTRONICS'2003, Sozopol, 2003, 77-82

[3] Z. Karakehayov, Low-power design for Smart Dust networks, in *Handbook of Sensor Networks: Compact Wireless and Wired Sensing Systems*, M. Ilyas and I. Mahgoub, Eds., CRC Press LLC, 2005, 37-1–37-12.

[4] F. Ingelrest, D. Simplot-Ryl & I. Stojmenovic, Optimal transmission radius for energy efficient broadcasting protocols in ad hoc and sensor networks, IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. Vol 17, no 6, June 2006, 536-547

[5] Z. Karakehayov, Low-power communication for wireless sensor-actuator networks, In Proc. of the Fifth IASTED Int. Conference on Communication Systems and Networks, Palma de Mallorca, Spain, ACTA Press, Aug. 2006, 1-6

[6] Z. Karakehayov, Security - lifetime tradeoffs for wireless sensor networks, In Proc. 12th IEEE Int. Conf. on Emerging Technologies and Factory Automation, Patras, Greece, Sept. 2007, 646-650.

[7] Z. Karakehayov, Wireless ad hoc networks: where security, real-time and lifetime meet, In Proc. Int. Multiconference on Computer Science and Information Technology, 20-22 October 2008, Wisla, Poland, 861-868

[8] M. Gast, *802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide*, O'Reilly, 2005

[9] B. Chen, K. Jamieson, H. Balakrishnan & Robert Morris, Span: An energy-efficient coordination algorithm for topology maintenance in ad hoc wireless networks, ACM Wireless Networks Journal, vol. 8, Number 5, 2002, 481-494

[10] Z. Karakehayov & N. Andersen, Energy-efficient medium access for data intensive wireless sensor networks, Int. Workshop on Data Intensive Sensor Networks, 8th Int. Conference on Mobile Data Management, Mannheim, May 2007, 116-120

[11] V. Zadorozhny, D. Sharma, P. Krishnmurthy & A. Labrinidis, Tuning query performance in mobile sensor databases, In Proc. 6th Int. conference on Mobile data management, Ayia Napa, Cyprus, 2005, pp. 247-251

[12] F. Baccelli, B. Blaszczyszyn and P. Muhlethaler, An Aloha protocol for multihop mobile wireless networks, In Proc. Of ITC Specialist Seminar on Performance Evaluation of Wireless and Mobile Systems, Antwerp. Belgium, 2004

[13] Zdravko Karakehayov, Niels Lervad Andersen and Zdravko Monov, Distributed sensor networks: lifetime and security, Proceedings ELECTRONICS'2006 International Conference, Sozopol, September, 2006, pp. 9-14

[14] J. M. Rabaey, M. J. Ammer, J. L. Silva, D. Patel & S. Roundy, PicoRadio supports ad hoc ultra-low power wireless networking, IEEE Computer, Vol. 33, July, 2000, 42-48

Автор: Zdravko Karakehayov. Prof. D.Sc., dep. Informatics, NBU, E-mail adress: *zgk@nbu.bg*.

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. prof. PhD Iv. Evgenirev

НЯКОИ ПРОБЛЕМИ ПРИ ПРИЛАГАНЕ НА КЛАСИЧЕСКИЯ МЕТОД ЗА АНАЛИЗ НА ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ, СЪДЪРЖАЩИ ИНДУКТИВНО СВЪРЗАНИ БОБИНИ

Живко Георгиев, Иван Трушев

***Резюме**: В статията се анализират преходни процеси във вериги съдържащи индуктивно свързани бобини. Обоснована е необходимостта началните условия да се определят чрез законите на комутацията при некоректна постановка. Показано е как се определят началните условия в случая, когато коефициентът на магнитна връзка между индуктивно свързаните бобини е равен на 1.*
***Ключови думи**: преходни процеси, вериги с индуктивни връзки, класически метод за анализ на преходни процеси.*

CERTAIN PROBLEMS IN APPLYING THE CLASSICAL APPROACH TO TRANSIENT ANALYSIS IN ELECTRICAL CIRCUITS CONTAINING MAGNETICALLY COUPLED INDUCTORS

Zhivko Georgiev, Ivan Trushev

***Abstract**: The article analyzes transients in circuits containing inductively coupled coils. The necessity to use the so-called incorrect initial conditions is justified. It is shown how to determine the initial conditions in the case when the coefficient of magnetic coupling between the inductive coupling coils is equal to 1*
***Key words**: transient processes, magnetically coupled circuits, classical approach to transient analysis.*

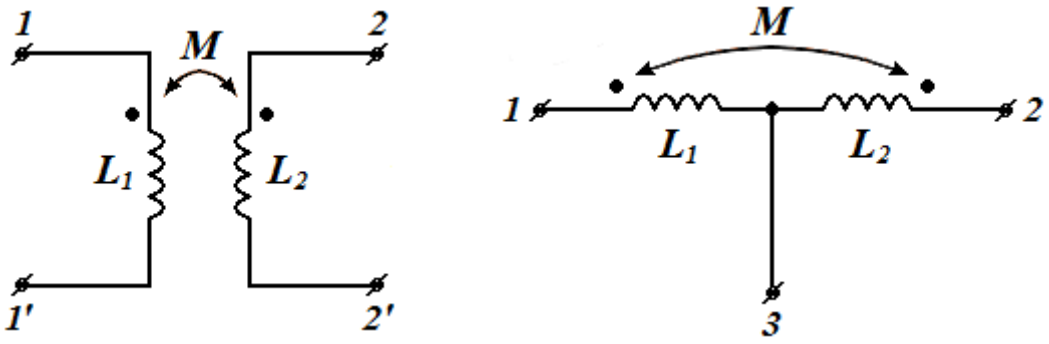
1. Въведение

Много често се налага да се изследват преходни процеси в електрически вериги, съдържащи индуктивно свързани бобини. По-конкретно казано такива вериги могат да съдържат трансформаторно съединение (фиг.1.а), или съединение тип „звезда” с индуктивна връзка (фиг.1.б). От друга страна, във връзка с изследването на реалните трансформаторни устройства., съществен интерес представлява изследването на преходните процеси, които възникват при различните включвания, или изключвания на самостоятелно трасформаторно съединение.
При изследването на преходните процеси в такива вериги възникват някои особености. От една страна, еквивалентните схеми без индуктивни връзки на споменатите по-горе съединения съдържат индуктивни сечения, което налага началните условия да се определят чрез законите на комутация при некоректна

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

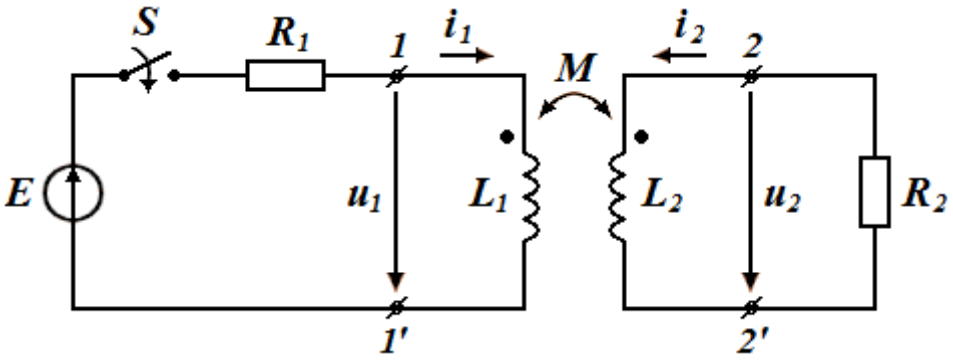
ISSN 1311-0829

постановка. От друга страна, когато коефициента на магнитна връзка между индуктивно свързаните бобини е равен на 1 са необходими някои допълнителни пресмятания за да могат да се определят началните условия.



Фиг.1. Трансформаторно съединение и съединение „звезда” с индуктивна връзка

За по-голяма яснота на проблемите, които възникват в такива случаи и начините за тяхното преодоляване ще анализираме преходните процеси, които възникват при включване на трансформаторно съединение към източник на постоянно напрежение. Конкретната изследвана схема е показана на фиг.2, където за схемните елементи и техните параметри са използвани общоприетите означения. Източникът на напрежение генерира постоянно във времето напрежение, т.е. $E = const$.



Фиг.2. Електрическа схема на изследваната верига

Ще отбележим, че изложените в статията принципни положения и начини за анализ на преходни процеси могат да се приложат и в други вериги от този тип, например при различните видове изключвания от захранващото напрежение на трансформаторното съединение, при различни включвания или изключвания на триполюсни съединения с индуктивни връзки и др.

2. Класически метод за изследване на преходните процеси

В този раздел ще изследваме преходните процеси във веригата показана на фиг.2 по класическия метод. Всички електрически величини във веригата са функции на времето t, което се измерва от момента на комутацията. Първоначално ключът S е отворен и в даден момент (момента $t = 0$) той се затваря. Ще покажем, че преходните процеси във веригата съществено зависят от коефициента на магнитна връзка между двете бобини K, който се дефинира чрез равенството

$$K = M \big/ \sqrt{L_1 L_2}\,, \quad 0 < K \le 1.$$

Последователно ще разгледаме случаите, когато $K < 1$ и $K = 1$.

1 случай: $K < 1$.

Ще дадем някои основни понятия, които се използват при класическия метод за анализ на преходни процеси. Комутацията във веригата се извършва в безкрайно малкия времеви интервал $(0–,0+)$, който се нарича интервал на комутацията. Ако дадена величина е непрекъсната функция на времето t, то тя не се прекъсва при комутацията и стойностите и при $t = (0–)$, $t = (0)$ и $t = (0+)$ съвпадат. Ако величината се прекъсва при комутацията, то тя има лява граница (при $t = (0–)$) и дясна граница (при $t = (0+)$). За разглежданата величина тези две граници са различни, но крайни числа и те представляват предкомутационните и следкомутационните начални условия. Класическият метод за изследване на преходни процеси изисква да се познават следкомутационните начални условия, т.е. началните условия определени при $t = (0+)$. Ще отбележим, че ако величината не се прекъсва при комутацията, всички начални условия съвпадат и говорим само за начални условия при $t = (0)$ (или при $t = (0+)$).

След прилагане на Втори закон на Кирхоф за двата контура, които се формират след комутацията, получаваме че при $t \ge (0+)$ е валидна следната система от диференциални уравнения:

$$\left| \begin{array}{l} R_1 i_1 + L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + M \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = E \\ M \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + R_2 i_2 + L_2 \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0 \end{array} \right. . \tag{1}$$

Ще получим диференциални уравнения за токовете i_1 и i_2. За тази цел диференцираме по времето t системата (1) и получаваме следната система с диференциални уравнения от втори ред:

$$\left| \begin{array}{l} R_1 \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + L_1 \dfrac{\mathrm{d}^2 i_1}{\mathrm{d}t^2} + M \dfrac{\mathrm{d}^2 i_2}{\mathrm{d}t^2} = 0 \\ M \dfrac{\mathrm{d}^2 i_1}{\mathrm{d}t^2} + R_2 \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + L_2 \dfrac{\mathrm{d}^2 i_2}{\mathrm{d}t^2} = 0 \end{array} \right. . \tag{2}$$

От първото уравнение на (1) изразяваме $\mathrm{d}i_2/\mathrm{d}t$ и получения израз заместваме във второто уравнение на системата (2). От второто уравнение на (1) изразяваме $\mathrm{d}i_1/\mathrm{d}t$ и получения израз заместваме във първото уравнение на системата (2). След преобразуване получаваме търсените диференциални уравнения:

$$(L_1 L_2 - M^2) \frac{\mathrm{d}^2 i_1}{\mathrm{d}t^2} + (R_1 L_2 + R_2 L_1) \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + R_1 R_2 \, i_1 = R_2 E\,. \tag{3}$$

$$(L_1L_2 - M^2)\frac{\mathrm{d}^2 i_2}{\mathrm{d}t^2} + (R_1L_2 + R_2L_1)\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + R_1R_2\, i_2 = 0\,. \tag{4}$$

По-нататък за удобство ще използваме означенията

$$\Delta = L_1L_2 - M^2, \quad \Delta \geq 0, \quad \delta_1 = R_1/L_1\,, \quad \delta_2 = R_2/L_2\,,$$

$$\sigma = 1 - K^2 = 1 - M^2/(L_1L_2) = \Delta/(L_1L_2)\,, \quad 0 \leq \sigma < 1.$$

При това положение системата (1) може да се запише по следния начин:

$$\left|\begin{array}{l} \delta_1 i_1 + \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \dfrac{M}{L_1}\dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = \dfrac{E}{L_1} \\ \dfrac{M}{L_2}\dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \delta_2 i_2 + \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0 \end{array}\right. . \tag{5}$$

Уравненията (2) и (3), след разделяне на двете им страни на L_1L_2, приемат вида:

$$\sigma\frac{\mathrm{d}^2 i_1}{\mathrm{d}t^2} + (\delta_1 + \delta_2)\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \delta_1\delta_2\, i_1 = \frac{\delta_2}{L_1}E\,, \tag{6}$$

$$\sigma\frac{\mathrm{d}^2 i_2}{\mathrm{d}t^2} + (\delta_1 + \delta_2)\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \delta_1\delta_2\, i_2 = 0\,. \tag{7}$$

Ако означим характеристичната променлива с k, то характеристичното уравнение, съответстващо на системата (5), а също и на уравненията (6) и (7), е

$$P(k) = \sigma k^2 + (\delta_1 + \delta_2)k + \delta_1\delta_2 = 0\,.$$

Корените на характеристичното уравнение са

$$k_{1,2} = \frac{1}{2\sigma}\Big[-(\delta_1 + \delta_2) \pm \sqrt{D}\Big],$$

където за дискриминантата D имаме

$$D = (\delta_1 + \delta_2)^2 - 4\sigma\delta_1\delta_2 = (\delta_1 - \delta_2)^2 + 4K^2\delta_1\delta_2 > 0\,.$$

Следователно в разглежданата верига винаги имаме апериодичен режим.
Като вземем предвид, че стационарните съставки на токовете i_1 и i_2 са $i_{1,cm} = E/R_1$ и $i_{2,cm} = 0$, получаваме следните изрази за токовете:

$$i_1(t) = A_1e^{k_1t} + A_2e^{k_2t} + E/R_1\,, \qquad i_2(t) = B_1e^{k_1t} + B_2e^{k_2t}\,, \tag{8}$$

където A_1, A_2, B_1 и B_2 са константи, които се определят от началните условия.
Предкомутационните начални условия са

$$i_1(0-) = 0\,, \qquad i_2(0-) = 0\,. \tag{9}$$

Необходимо е да намерим следкомутационните начални условия $i_1(0+)$ и $i_2(0+)$. Законите на комутацията при коректна постановка се отнасят за индук-

тивни елементи без индуктивни връзки. В нашия случай между двете бобини има индуктивна връзка, поради което не е правомерно за определяне на следкомутационните начални условия да използваме законите на комутация при коректна постановка. Още повече, че трансформаторното съединение може да бъде заменено с еквивалентна схема тип "звезда" (или Т-еквивалентна схема), което означава наличие на индуктивно сечение. В такива случаи за определяне на необходимите начални условия е правилно да се използват законите на комутацията при некоректна постановка. Ще отбележим, че законите на комутацията при некоректна постановка са най-общи и от тях като частни случаи следват законите на комутация при коректна постановка.

В нашият случай ще използваме законът за съхранение на пълните магнитни потоци в произволен затворен контур от електриеската верига (първи закон на комутацията при некоректна постановка). Този закон гласи, че алгебричната сума от пълните магнитни потоци в бобините от произволен затворен контур е непрекъсната функция на времето и не се променя при комутацията. При това затвореният контур може да не е есъществувал преди комутацията, а да се е образувал в резултат на комутацията. В общия случай при наличие на индуктивни връзки можем да запишем

$$\sum_k \Psi_k(0-) + \sum_k \sum_s \Psi_{Mks}(0-) = \sum_k \Psi_k(0+) + \sum_k \sum_s \Psi_{Mks}(0+), \qquad (10)$$

където Ψ_k означава пълен собствен магнитен поток (в бобина k), а Ψ_{Mks}-пълен взаимен магнитен поток (в бобина k, породен от токът в бобина s). Ще отбележим, че на магнитните потоци в равенство (10) се въвеждат посоки, а сумите са алгебрични. Посоката на собственият магнитен поток съвпада с посоката на тока, който го обуславя. За определяне посоката на взаимните магнитни потоци се използва следното правило: даден взаимен магнитен поток и токът, който го поражда са еднакво ориентирани по отношение на едноименните изводи на индуктивно свързаните бобини.

В нашия случай за двата контура, които се получават след комутацията (фиг.2) имаме:

$$\begin{vmatrix} L_1 i_1(0-) + M i_2(0-) = L_1 i_1(0+) + M i_2(0+) \\ M i_1(0-) + L_2 i_2(0-) = M i_1(0+) + L_2 i_2(0+) \end{vmatrix}. \qquad (11)$$

Отчитаме равенства (9), и от (11) получаваме следната линейна хомогенна система уравнения по отношение на $i_1(0+)$ и $i_2(0+)$:

$$\begin{vmatrix} L_1 i_1(0+) + M i_2(0+) = 0 \\ M i_1(0+) + L_2 i_2(0+) = 0 \end{vmatrix}. \qquad (12)$$

За детерминантата от коефициентите пред неизвестните получаваме

$$\Delta = \det\begin{vmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{vmatrix} = L_1 L_2 - M^2 \neq 0,$$

Тъй като $K^2 = [M^2/(L_1 L_2)] < 1$. Следователно хомогенната система (12) има само нулево решение, т.е.

$$i_1(0+) = 0 \quad , \quad i_2(0+) = 0. \tag{13}$$

По този начин получихме необходимите за решението на системата (5) (или уравненията (6) и (7)) независими начални условия. Оттук се вижда, че предкомутационните и следкомутационните начални условия за токовете съвпадат, т.е. в сила са законите на комутацията при коректна постановка. Независимо от това обаче, правилният начин за анализ е да се изходи от законите на комутация при некоректна постановка. Още повече, че когато за коефициента на магнитна връзка е изпълнено равенството $K = 1$, началните условия за токовете не съвпадат, а се прекъсват.

Ще получим и зависимите начални условия, които изразяват производните на токовете в момента $t = (0+)$. За тази цел записваме системата (5) в момента $t = (0+)$. След отчитане на (13) получаваме:

$$\cdot \begin{vmatrix} \left(\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} + \left(\frac{M}{L_1}\right)\left(\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} = \frac{E}{L_1} \\ \left(\frac{M}{L_2}\right)\left(\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} + \left(\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} = 0 \end{vmatrix} . \tag{14}$$

От получената система определяме производните на токовете в момента $t = (0+)$:

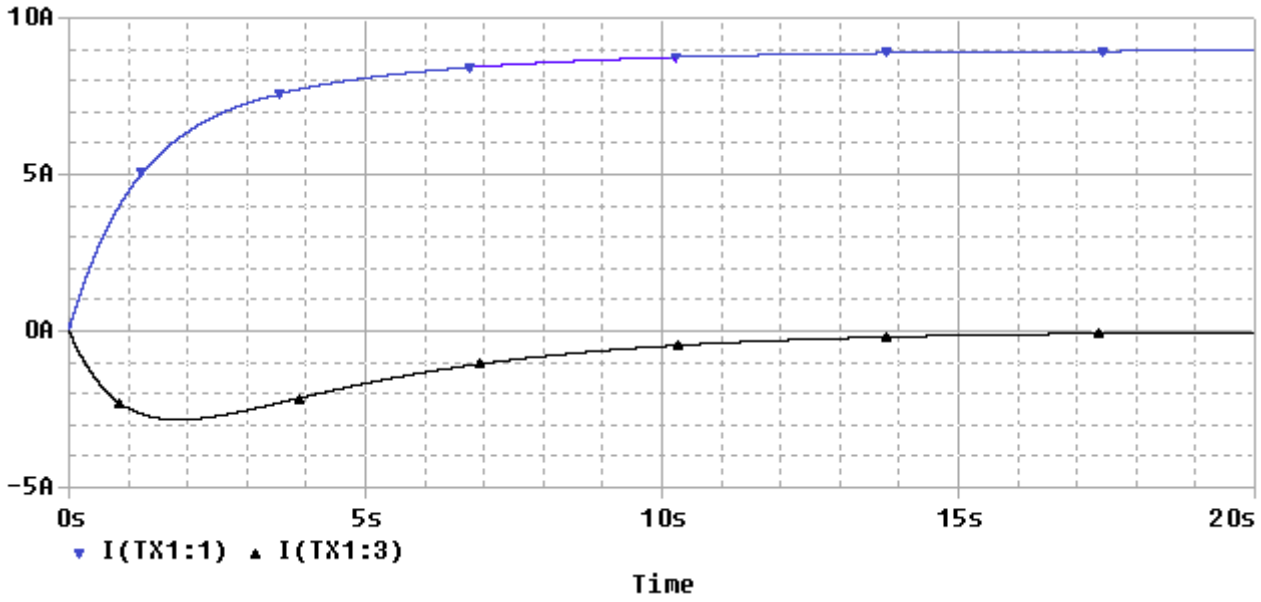
$$\left(\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} = \frac{L_2 E}{\Delta} \quad , \quad \left(\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right)_{t=(0+)} = -\frac{ME}{\Delta}. \tag{15}$$

Изложените дотук формули са достатъчни за да се анализира преходния процес в разглежданата верига. Като илюстрация на изложената теория ще разгледаме един пример с конкретни данни за елементите.

Пример 1: *За веригата показана на фиг. 2 да се намерят токовете след затваряне на ключа* S *при следните данни*: $E = 36V$, $R_1 = 4\Omega$, $R_2 = 2\Omega$, $L_1 = 8H$, $L_2 = 6H$, $M = 4H$ $(K < 1)$.

За зависимите начални условия след пресмятане се получава $(\mathrm{d}i_1/\mathrm{d}t)_{t=(0+)} = 27/4$, $(\mathrm{d}i_2/\mathrm{d}t)_{t=(0+)} = -9/2$. Като се използват независимите и зависимите начални условия лесно се определят неизвестните константи в рав. (8). Окончателно получаваме:

$$i_1(t) = 9 - 6e^{-t} - 3e^{-0.25t}, \qquad i_2(t) = 6e^{-t} - 6e^{-0.25t}, \tag{16}$$



Фиг.3. Графики на токовете получени при анализа на схемата чрез PSpice (K<1).

Графиките на токовете получени от анализа на схемата с PSpice са показани на фиг.3. Лесно се установява съответствието между тези графики и получените аналитични формули.

2 случай: $K=1.$

Законите на Кирхоф и произтичащите от тях уравнения остават в сила. В този случай обаче са изпълнени равенствата

$$K=[M/\sqrt{L_1L_2}]=1,\quad L_1L_2-M^2=0,\quad \Delta=0,\quad \sigma=0.$$

Отчитайки тези равенства, от уравненията (6) и (7) се получава, че токовете вече се определят от следните диференциални уравнения от първи ред:

$$(\delta_1+\delta_2)\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}+\delta_1\delta_2\, i_1=\frac{\delta_2}{L_1}E,\qquad (\delta_1+\delta_2)\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}+\delta_1\delta_2\, i_2=0. \tag{17}$$

За решенията на тези уравнения можем да запишем

$$i_1(t)=Ae^{kt}+E/R_1,\qquad i_2(t)=Be^{kt}, \tag{18}$$

където $k=-(\delta_1\delta_2)/(\delta_1+\delta_2)$, а A и B са константи, които се определят от началните условия.

Предкомутационните начални условия (9) са в сила и в този случай. Получаването на следкомутационните начални условия обаче изисква по-особено внимание. Като използваме закона за съхранение на пълните магнитни потоци получаваме, че и в този случай е в сила системата (12). Сега обаче детерминантата от коефициентите пред неизвестните в системата (12) е равна на 0, т.е. $\Delta=L_1L_2-M^2=0$. Това означава, че двете уравнения в системата (12) са линейно зависими. И наистина като вземем предвид развенството $M=\sqrt{L_1L_2}$, можем да запишем системата (12) по следния начин:

$$\left|\begin{array}{l} L_1 i_1(0+) + M i_2(0+) = \sqrt{L_1}\left[\sqrt{L_1}\, i_1(0+) + \sqrt{L_2}\, i_2(0+)\right] = 0 \\ \\ M i_1(0+) + L_2 i_2(0+) = \sqrt{L_2}\left[\sqrt{L_1}\, i_1(0+) + \sqrt{L_2}\, i_2(0+)\right] = 0 \end{array}\right. . \qquad (19)$$

Оттук получаваме само едно уравнение, т.е.

$$\sqrt{L_1}\, i_1(0+) + \sqrt{L_2}\, i_2(0+) = 0 . \qquad (20)$$

За да определим началните условия $i_1(0+)$ и $i_2(0+)$ е необходимо още едно уравнение. За тази цел ще разгледаме само трансформаторното съединение 1,1',2,2' (или взаимоиндуктивния четириполюсен елемент 1,1',2,2')-фиг. 2. По Втори закон на Кирхоф и след отчитане на развенството $M = \sqrt{L_1 L_2}$ записваме следните уравнения:

$$\left|\begin{array}{l} u_1 = L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + M \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = \sqrt{L_1}\left(\sqrt{L_1}\dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \sqrt{L_2}\dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right) \\ \\ u_2 = M \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + L_2 \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = \sqrt{L_2}\left(\sqrt{L_1}\dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \sqrt{L_2}\dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right) \end{array}\right. . \qquad (21)$$

Оттук получаваме

$$\frac{u_1}{u_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}, \qquad \text{или} \qquad u_1 = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}\, u_2 . \qquad (22)$$

По Втори закон на Кирхоф можем да запишем, че след комутацията (при $t \geq (0+)$) е в сила уравнението

$$E = R_1 i_1 + u_1 = R_1 i_1 + \sqrt{L_1/L_2}\, u_2 = R_1 i_1 - \sqrt{L_1/L_2} R_2\, i_2 . \qquad (23)$$

Тук е използвано равенство (22) и равенството $u_2 = -R_2 i_2$. При $t = (0+)$ равенство (23) дава търсеното второ уравнение, което заедно с уравнението (20) формира следната система от две уравнения:

$$\left|\begin{array}{l} \sqrt{L_1}\, i_1(0+) + \sqrt{L_2}\, i_2(0+) = 0 \\ \\ R_1 i_1(0+) - \sqrt{L_1/L_2} R_2\, i_2(0+) = E \end{array}\right. . \qquad (24)$$

Решенията на системата (24) дават търсените следкомутационни начални стойности на токовете:

$$i_1(0+) = \frac{L_2 E}{R_1 L_2 + R_2 L_1} = \frac{E/L_1}{\delta_1 + \delta_2}, \; i_2(0+) = -\frac{ME}{R_1 L_2 + R_2 L_1} = -\frac{ME}{L_1 L_2 (\delta_1 + \delta_2)} . \qquad (25)$$

Виждаме, че тук предкомутационните начални стойности и следкомутационните начални стойности за индуктивните токове са различни, т.е. имаме прекъсване на индуктивните токове. Това именно налага при определянето на началните стойности да се използват законите на комутацията при некоректна постановка.

Имайки предвид получените изрази за началните стойности на токовете, лесно могат да се получат неизвестните константи в рав. (18), а оттук и търсените токове:

$$i_1(t)=\left(\frac{E/L_1}{\delta_1+\delta_2}-\frac{E}{R_1}\right)e^{kt}+\frac{E}{R_1},\quad i_2(t)=-\frac{ME}{L_1L_2(\delta_1+\delta_2)}e^{kt}. \tag{26}$$

Като илюстрация на изложената теория ще разгледаме един пример.

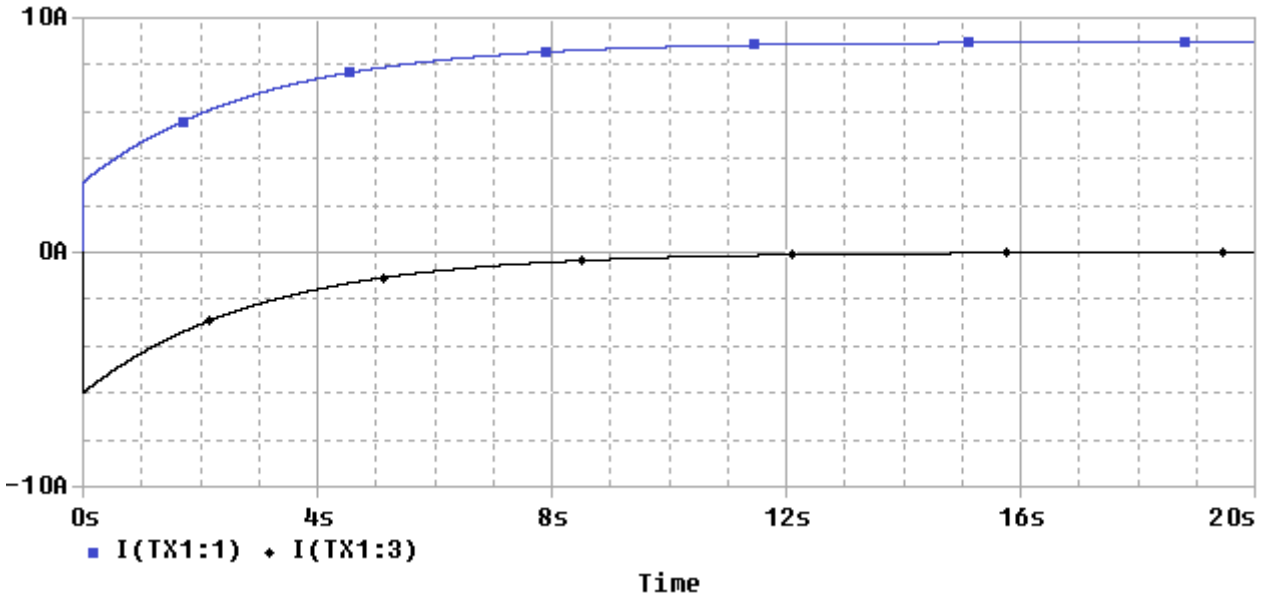
Пример 2: *За веригата показана на фиг. 2 да се намерят токовете след затваряне на ключа* S *при следните данни*: $E=36V$, $R_1=4\Omega$, $R_2=2\Omega$, $L_1=8H$, $L_2=2H$, $M=4H$, $(K=1)$.

За коефициента на магнитна връзка е в сила равенството

$K=M/\sqrt{L_1L_2}=4/\sqrt{8.2}=1.$

Тогава съгласно равенства (25) получаваме $i_1(0+)=3$, $i_2(0+)=-6$. Окончателните изрази за токовете при $t\geq(0+)$ са:

$$i_1(t)=9-6e^{-(1/3)t}\quad,\quad i_2(t)=-6e^{-(1/3)t}. \tag{27}$$



Фиг.4. Графики на токовете получени при анализа на схемата чрез PSpice (K=1).

Графиките на токовете получени от анализа на схемата с PSpice са показани на фиг.4. Лесно се установява съответствието между тези графики и получените аналитични формули.

4. Заключение

В статията се дискутират някои проблеми свързани с изследването на преходни процеси във вериги съдържащи трансформаторно съединение. Обоснована е необходимостта началните условия да се определят чрез законите на комутацията при некоректна постановка. Показано е, че преходните процеси и тяхното изс-

ледване зависят съществено от коефициента на магнитна връзка между индуктивно свързаните бобини. В случая, когато коефициентът на магнитна връзка между индуктивно свързаните бобини е равен на 1, се правят някои допълнителни пресмятания за да бъдат определени началните условия. Изложеният подход и особеностите за анализ на преходните процеси при включване на трансформаторно съединение към източник на постоянно напрежение може лесно да се приложат и при анализ на преходни процеси в други вериги съдържащи индуктивно свързани елементи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Брандиски К., Георгиев Ж. и др. (2008), ***Теоретична електротехника***, част 2, ИК Кинг, София, 2008.

[2] Йонкин П. А. (ред.) (1978), ***Теоретические основы электротехники***, ***Том 1: Основы теории линейных цепей***, Высшая школа, Москва.

[3] Бессонов Л. А. (1999), ***Теоретические основы электротехники. Электрические цепи***. 10 изд., Гардарики, Москва.

[4] Alexander C., M. Sadiku (2013), ***Fundamentals of Electric Circuits***, 5th Edition, McGraw-Hill Higher Education.

[5] Hayt W. H., J. E. Kemmerly, S. M. Durbin (2011), ***Engineering Circuit Analysis***, 8th Edition, Tata McGraw-Hill Education.

Автори: Живко Георгиев, проф. д-р, катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *zhdgeorg@tu-sofia.bg ;* Иван Трушев, асистент д-р, катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *ivant@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент:** доц. д-р А. Червенков

НЯКОИ ПРОБЛЕМИ ПРИ ПРИЛАГАНЕ НА ОПЕРАТОРНИЯ МЕТОД ЗА АНАЛИЗ НА ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ, СЪДЪРЖАЩИ ИНДУКТИВНО СВЪРЗАНИ БОБИНИ

Живко Георгиев, Иван Трушев

***Резюме**: В статията се анализират преходни процеси във вериги съдържащи индуктивно свързани бобини с помощта на операторния метод. Изтъкнато е предимството на операторния метод основан на разширеното преобразуване на Лаплас. В този случай е необходимо да се въведат само предкомутационните начални стойности на токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите.*
***Ключови думи**: преходни процеси, вериги с индуктивни връзки, операторен метод.*

CERTAIN PROBLEMS IN APPLYING THE LAPLACE TRANSFORM METHOD TO TRANSIENT ANALYSIS IN ELECTRICAL CIRCUITS CONTAINING MAGNETICALLY COUPLED INDUCTORS

Zhivko Georgiev, Ivan Trushev

***Abstract**: The article analyzes transients in circuits containing inductively coupled coils by means of the Laplace transform method. The advantages of the operator method based on the extended Laplace transform analysis are emphasized. In this case it is only necessary to introduce the initial values of the currents through the coils and voltages on the capacitors prior to switching.*
***Key words**: transient processes, magnetically coupled circuits, Laplace transform method.*

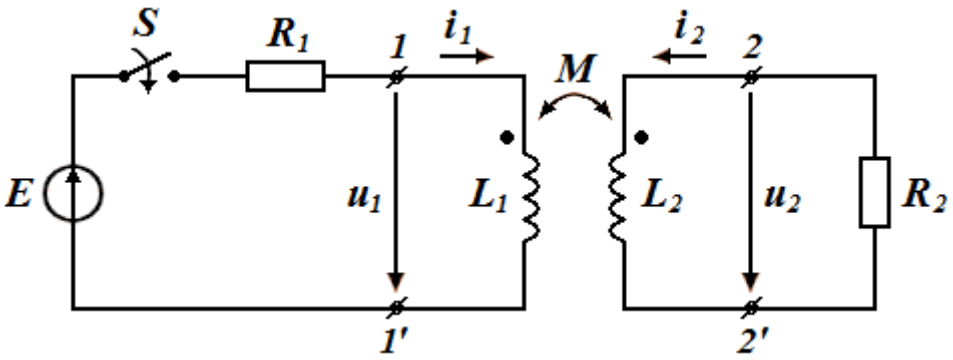
1. Въведение

При изследването на преходните процеси във вериги съдържащи индуктивно свързани бобини с помощта на операторни методи възникват някои особености. За по-голяма яснота на проблемите, които възникват в такива случаи и начините за тяхното преодоляване ще анализираме преходните процеси, които възникват при включване на трансформаторно съединение към източник на постоянно напрежение. Конкретната изследвана схема е показана на фиг.1, където за схемните елементи и техните параметри са използвани общоприетите означения и $E = const$. Ще отбележим, че преходните процеси в показаната схема са изследвани в [6] като е използван класическия метод. В настоящата статия ще използваме необходимите за операторния метод предварителни изводи и формули по-

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

лучени в [6]. Освен това получените по операторния метод резултати ще бъдат сравнени с резултатите получени по класическия метод и дадени в [6].



Фиг.1. Електрическа схема на изследваната верига

Всички електрически величини са функции на времето t, което се измерва от момента на комутацията. Комутацията (затварянето на ключа S) се извършва в безкрайно малкия времеви интервал $(0–,0+)$. Предкомутационните начални условия се определят от веригата преди комутацията и имат вида:

$$i_1(0–)=0, \qquad i_2(0–)=0. \tag{1}$$

Както е показано в [6], преходните процеси във веригата съществено зависят от коефициента на магнитна връзка между двете бобини K, който се дефинира чрез равенството $K=M/\sqrt{L_1L_2}$, където $0<K\le 1$. Ние ще анализираме само случая, когато $K=1$. В този именно случай най-добре се проявяват различията, предимствата и недостатъците при използването на различните варианти на операторния метод. И тук за удобство ще използваме означенията въведени в [6], а именно

$$\Delta=L_1L_2-M^2, \quad \Delta\ge 0, \quad \delta_1=R_1/L_1, \quad \delta_2=R_2/L_2,$$

$$\sigma=1-K^2=1-M^2/(L_1L_2)=\Delta/(L_1L_2), \quad 0\le\sigma<1.$$

Операторните методи за изследване на преходни процеси се основават на интегралното преобразуване на Лаплас. За тази цел най-общо съществуват два подхода. При единия подход диференциалните уравнения (или системите диференциални уравнения) се подлагат на интегралното преобразуване на Лаплас, при което те се свеждат до алгебрични уравнения. При другия подход се строят операторни заместващи схеми базирани на интегралното преобразуване на Лаплас. Вторият подход има по-силен електротехнически смисъл и ние ще използваме него. Получаването на операторната заместваща схема изисква предварително да са намерени само независимите начални условия (това са началните условия за токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите), а зависимите начални условия не се използват.

От друга страна, във връзка с разглежданите от нас проблеми, съществуват две възможности за въвеждане и използване на едностранното интегрално преобразуване на Лаплас. Първата възможност е да използваме т.нар. традиционно, или

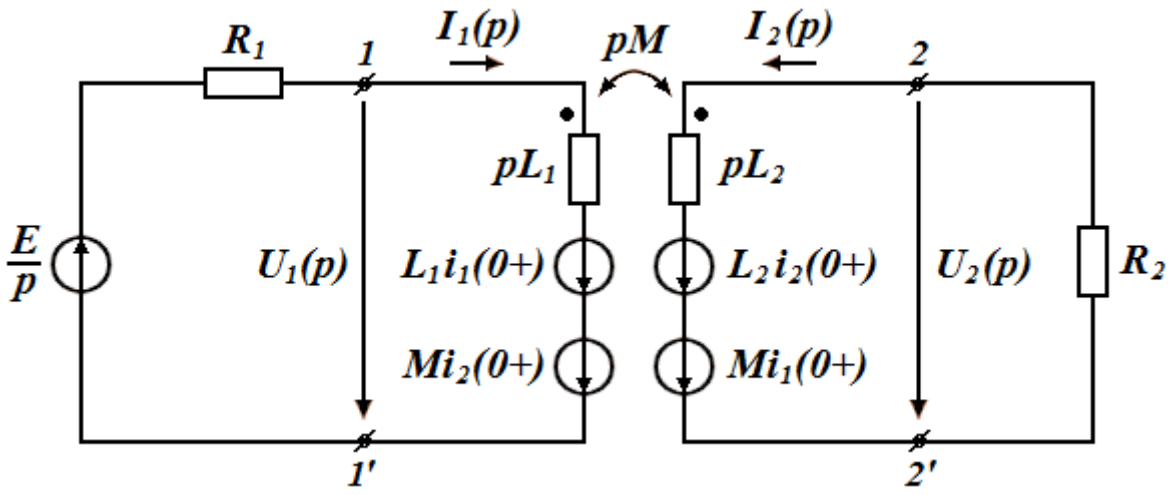
обикновено интегрално преобразуване на Лаплас (по-нататък в този случай за по кратко ще използваме само наименованието интегрално преобразуване на Лаплас). Втората възможност е да използваме разширеното преобразуване на Лаплас. Двете възможности за въвеждане на едностранното интегрално преобразуване на Лаплас водят до два различни варианта на операторния метод, които ще бъдат анализирани и съпоставени в изложението нататък.

2. Операторен метод основан на интегралното преобразуване на Лаплас

В този случай интегралното преобразуване на Лаплас се дефинира чрез следното равенство:

$$F(p) \equiv \mathbf{L}[f(t)] = \int_{0}^{\infty} f(t)e^{-pt}\,\mathrm{d}t = \int_{0+}^{\infty} f(t)e^{-pt}\,\mathrm{d}t\,, \qquad (2)$$

където p е операторна променлива, $f(t)$-функция-оригинал, $F(p)$-операторен образ, а $\mathbf{L}$ - символичен оператор на Лаплас.



Фиг.2. Операторна заместваща схема на изследваната верига при отчитане на следкомутационните начални условия

Ще отбележим, че при операторните образи на производните на токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите и при допълнителните източници в операторните заместващи схеми, се въвеждат началните условия за токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите определени при $t = (0+)$, т.е. следкомутационните начални условия. В нашия случай (при $K = 1$) следкомутационните начални условия за индуктивните токове са определени в [6] чрез използването на закона за запазването на пълните магнитни потоци и тези начални условия имат вида

$$i_1(0+) = \frac{L_2 E}{R_1 L_2 + R_2 L_1} = \frac{E/L_1}{\delta_1 + \delta_2},\ i_2(0+) = -\frac{ME}{R_1 L_2 + R_2 L_1} = -\frac{ME}{L_1 L_2 (\delta_1 + \delta_2)}. \qquad (3)$$

При това положение на фиг.2 е показана операторната заместваща схема на изследваната верига, в която участват началните условия (3).
След прилагане на втори закон на Кирхоф получаваме системата

$$\begin{cases} (R_1 + pL_1)I_1(p) + pMI_2(p) = (E/p) + L_1 i_1(0+) + Mi_2(0+) \\ pMI_1(p) + (R_2 + pL_2)I_2(p) = L_2 i_2(0+) + Mi_1(0+) \end{cases}. \qquad (4)$$

Като вземем предвид изразите (3) и равенството $K = 1$, (или $M^2 = L_1 L_2$) лесно получаваме, че са в сила зависимостите

$$L_1 i_1(0+) + Mi_2(0+) = 0, \quad L_2 i_2(0+) + Mi_1(0+) = 0.$$

След прилагане формулите на Крамер от системата (4) се определят операторните образи на индуктивните токове:

$$I_1(p) = \frac{(E/L_1)(p+\delta_2)}{p[(\delta_1+\delta_2)p + \delta_1\delta_2]} = \frac{E}{R_1}\,\frac{1}{p} - \frac{\delta_2 E}{L_1\delta_1(\delta_1+\delta_2)}\,\frac{1}{p + (\delta_1\delta_2)/(\delta_1+\delta_2)}, \qquad (5)$$

$$I_2(p) = -\frac{ME}{L_1 L_2(\delta_1+\delta_2)}\,\frac{1}{p + (\delta_1\delta_2)/(\delta_1+\delta_2)}. \qquad (6)$$

Като използваме съответствията образ-оригинал ([1], стр. 129), получаваме изразите за токовете във времевата област:

$$i_1(t) = \frac{E}{R_1} - \frac{\delta_2 E}{L_1\delta_1(\delta_1+\delta_2)}e^{p_1 t}, \quad i_2(t) = -\frac{ME}{L_1 L_2(\delta_1+\delta_2)}e^{p_1 t}. \qquad (7)$$

В последните равенства $p_1 = k = -(\delta_1\delta_2)/(\delta_1+\delta_2)$.
Същите изрази за индуктивните токове са получени в [6] като е използван класическия метод за анализ на преходни процеси.

3. Операторен метод основан на разширеното интегрално преобразуване на Лаплас

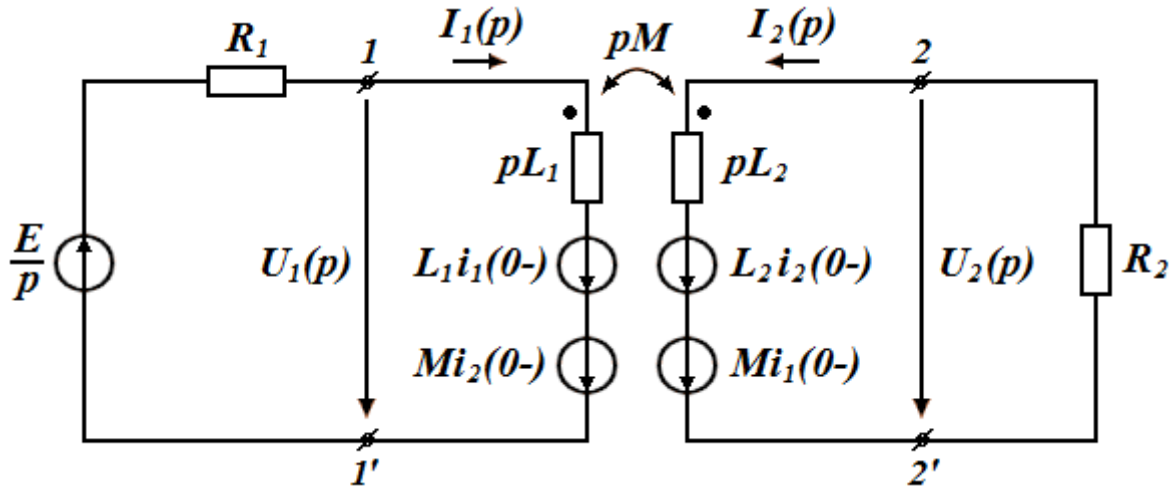
В този случай интегралното преобразуване на Лаплас се дефинира с равенството ([1], стр. 127):

$$F(p) \equiv \mathbf{L}[f(t)] = \int_{0-}^{\infty} f(t)e^{-pt}\,\mathrm{d}t, \qquad (8)$$

Последното равенство изразява т.нар. разширено интегрално преобразуване на Лаплас. Строго погледнато в равенствата (2) и (8) би трябвало да използваме различни означения за операторните образи и за символичния оператор на Лаплас. Когато обаче това не води до недоразумения може да се използват едни и същи означения. Изложението нататък е свързано само с разширеното преобразуване на Лаплас. При това положение няма опасност от недоразумения и ние ще използваме за операторните образи същите обозначения както в раздел 2, но ще знаем че става дума за разширеното преобразуване на Лаплас.

Ще отбележим, че операторните преобразувания дефинирани с равенствата (2) и (8) имат много общи неща, но имат и някои съществени разлики както по отношение на техните свойства така и по отношение на образите на някои функции [6]. Така например при операторните образи на производните на токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите и при допълнителните източници в операторните заместващи схеми, се въвеждат началните условия за токовете през бобините и напреженията върху кондензаторите определени при $t=(0-)$, т.е. предкомутационните начални условия. Следователно не е необходимо да се пресмятат и въвеждат следкомутационните нчални условия. Този факт изразява основното предимстство на операторния метод базиран на разширеното преобразуване на Лаплас.

За разглежданата от нас верига се въвеждат началните условия дадени с формули (1).



Фиг.3. Операторна заместваща схема на изследваната верига при отчитане на предкомутационните начални условия

На фиг.3 е показана операторната заместваща схема на електрическата верига от фиг.1 като е използвано разширеното преобразуване на Лаплас и началните условия са отчетени в момента $t=(0-)$. За по-голяма яснота са показани допълнителните източници, независимо че техните стойности са нулеви поради началните условия (1).

След прилагане на втори закон на Кирхоф получаваме системата

$$\begin{cases}(R_1+pL_1)I_1(p)+pMI_2(p)=(E/p)+L_1i_1(0-)+Mi_2(0-)\\ pMI_1(p)+(R_2+pL_2)I_2(p)=L_2i_2(0-)+Mi_1(0-)\end{cases} \tag{9}$$

Като се отчетат началните условия (1) и равенството $K=1$ (или $L_1L_2-M^2=0$), решенията на системата (9) дават същите изрази за операторните образи на токовете както тези във формули (5) и (6), а оттук следва, че измененията на индуктивните токове във времето се дават с формули (7).

Виждаме, че при двата варианта на операторния метод получаваме едни и същи резултати. При втория вариант обаче не е необходимо да се пресмятат следкомутационните начални условия, което е безспорно предимство.
Като илюстрация на изложената теория ще разгледаме един пример.

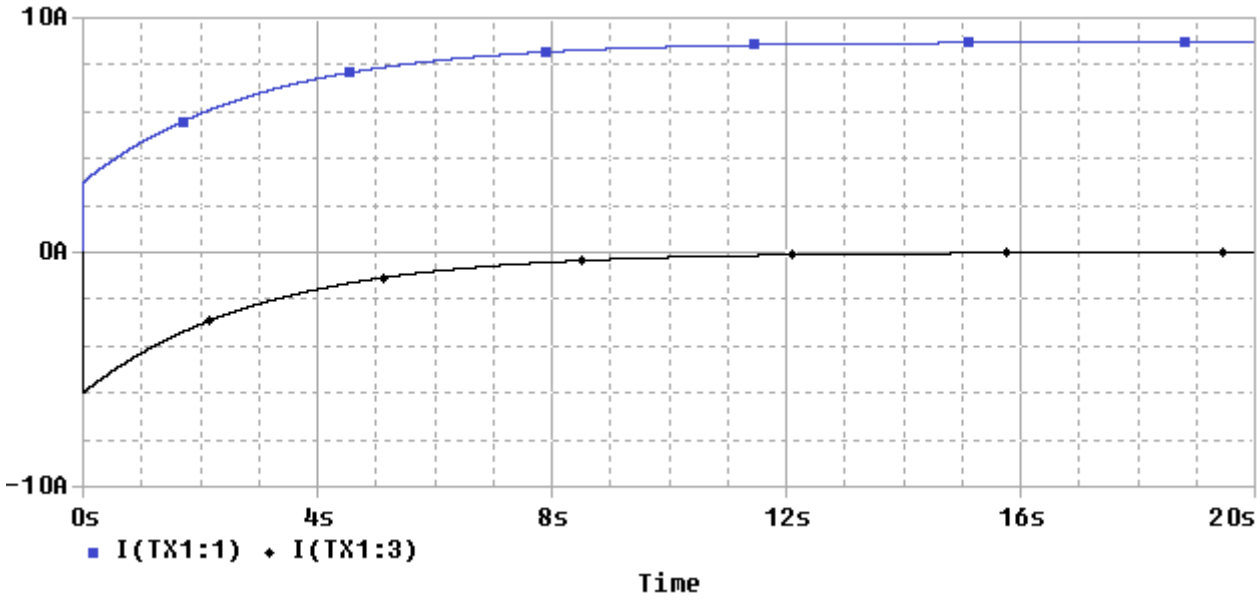
Пример 1: *За веригата показана на фиг. 1 да се намерят токовете след затваряне на ключа* S *при следните данни*: $E=36V$, $R_1=4\Omega$, $R_2=2\Omega$, $L_1=8H$, $L_2=2H$, $M=4H$, $(K=1)$. *Анализът да се направи по операторния метод.*

При зададените стойности на елементите получаваме последователно $\delta_1=1/2$, $\delta_2=1$, $p_1=k=-1/3$. След заместване в равенства (5) и (6) получаваме операторните образи на токовете:

$$I_1(p)=\frac{9}{p}-6\frac{1}{p+(1/3)}, \qquad I_2(p)=-6\frac{1}{p+(1/3)}. \tag{10}$$

От последните изрази получаваме токовете като функции на времето:

$$i_1(t)=9-6e^{-(1/3)\,t} \quad , \quad i_2(t)=-6e^{-(1/3)\,t}. \tag{11}$$



Фиг.4. Графики на токовете получени при анализа на схемата чрез PSpice (K=1).

Графиките на токовете получени от анализа на схемата с PSpice са показани на фиг.4. Лесно се установява съответствието между графично и аналитично получените резултати.
Интересно е да се определят самоиндукционните и взаимоиндукционните напрежения в намотките на трансформаторното съединение. Ще определим тези напрежения само за първата намотка. За операторните образи на самоиндукционното и взаимоиндукционното напрежение в първичната страна на трансформаторното съединение получаваме:

$$U_{L_1}(p) = pL_1 I_1(p) = \frac{E}{\delta_1 + \delta_2} + \frac{\delta_2^2 E}{(\delta_1 + \delta_2)^2} \frac{1}{p + (\delta_1 \delta_2)/(\delta_1 + \delta_2)}, \quad (12)$$

$$U_{M12}(p) = pMI_2(p) = -\frac{E}{\delta_1 + \delta_2} + \frac{\delta_1 \delta_2 E}{(\delta_1 + \delta_2)^2} \frac{1}{p + (\delta_1 \delta_2)/(\delta_1 + \delta_2)}. \quad (13)$$

След преминаване към оригинали стигаме до аналитичните изрази на самоиндукционното и взаимоиндукционното напрежение в първичната страна на трансформаторното съединение във времевата област:

$$u_{L_1}(t) = \frac{E}{\delta_1 + \delta_2} \delta(t) + \frac{\delta_2^2 E}{(\delta_1 + \delta_2)^2} e^{p_1 t}, \quad (14)$$

$$u_{M12}(t) = -\frac{E}{\delta_1 + \delta_2} \delta(t) + \frac{\delta_1 \delta_2 E}{(\delta_1 + \delta_2)^2} e^{p_1 t}, \quad (15)$$

където $\delta(t)$ е делта функцията на Дирак. Виждаме, че тези напрежения съдържат импулсни съставки (членовете с делта функцията), които стават безкрайно големи в интервала на комутацията $(0–, 0+)$. Това е така тъй-като напреженията се получават чрез проиаводните на токовете, а токовете се прекъсват при комутацията. При сумирането на последните две напрежения импулсните съставки взаимно се унищожават и получената величина, която е общото индуцирано напрежение върху първата бобина от трансформаторното съединение е крайна величина. И наистина

$$u_1(t) = u_{L_1}(t) + u_{M12}(t) = \frac{\delta_2 E}{\delta_1 + \delta_2} e^{p_1 t}. \quad (16)$$

Същият израз може да се получи и като се използва равенството

$$u_1 = L_1 \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + M \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}$$

и изразите за токовете от (7).

Изложените накрая резултати илюстрират много добре същността на законите на комутация при некоректна постановка. Без да навлизаме в по-големи подробности ще отбележим, че при тези закони се допуска в безкрайно малкия интервал на комутацията напреженията в някои индуктивни елементи (токовете през някои капацитивни елементи) да придобият безкрайно големи стойности. Но няколкото безкрайно големи напрежения (или токове) взаимно се унищожават и като резултат еквивалентното индуцирано напрежение в който и да е затворен контур (еквивалентния ток през която и да е затворена повърхнина) има крайна стойност. При законите на комутацията всички величини имат крайна стойност и не могат да станат безкрайно големи дори и по време на комутацията.

4. Заключение

В статията се дискутират някои проблеми свързани с изследването на преходни процеси чрез операторни методи във вериги съдържащи трансформаторно съединение. При операторните методи основани на обикновеното преобразуване на Лаплас в операторните заместващи схеми се въвеждат следкомутационните начални стойности за индуктивните токове и капацитивните напрежения. Когато индуктивните токове и капацитивните напрежения се прекъсват, техните следкомутационни начални стойности се определят чрез законите на комутацията при некоректна постановка. В случая, когато операторните методи са основани на разширеното преобразуване на Лаплас в операторните заместващи схеми се въвеждат само прекомутационните начални стойности за индуктивните токове и капацитивните напрежения. В този случай анализът значително се облекчава. Освен това, в случаите, когато индуктивните токове или капацитивните напрежения се прекъсват, се получават импулсните съставки на индуктивните напрежения, или капацитивните токове.

Изложеният подход и особеностите за анализ на преходните процеси при включване на трансформаторно съединение към източник на постоянно напрежение може лесно да се приложат и при анализ на преходни процеси в други вериги съдържащи индуктивно свързани елементи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Брандиски К., Георгиев Ж. и др. (2008), ***Теоретична електротехника***, част 2, ИК Кинг, София, 2008.

[2] Йонкин П. А. (ред.) (1978), ***Теоретические основы электротехники***, ***Том 1: Основы теории линейных цепей***, Высшая школа, Москва.

[3] Бессонов Л. А. (1999), ***Теоретические основы электротехники. Электрические цепи***. 10 изд., Гардарики, Москва.

[4] Alexander C., M. Sadiku (2013), ***Fundamentals of Electric Circuits***, 5th Edition, McGraw-Hill Higher Education.

[5] Hayt W. H., J. E. Kemmerly, S. M. Durbin (2011), ***Engineering Circuit Analysis***, 8th Edition, Tata McGraw-Hill Education.

[6] Георгиев Ж., И. Трушев (2015), ***Някои проблеми при прилагане на класическия метод за анализ на преходни процеси в електрически вериги, съдържащи индуктивно свързани бобини,*** Годишник на ТУ-София, том. XX, книга X.

Автори: Живко Георгиев, проф. д-р, катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *zhdgeorg@tu-sofia.bg ;* Иван Трушев, асистент д-р, катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *ivant@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент: доц. д-р А. Червенков**

ПОДГОТВЕНИ ЛИ СА СТУДЕНТИТЕ-ВТОРОКУРСНИЦИ В ТУ ЗА ПРЕДИЗВИКАТЕЛСТВОТО „ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА“

Анна Апостолова-Йорданова, Снежана Терзиева

***Резюме**: В този доклад се изследват някои от проблемите, касаещи предварителните познания и готовност на студентите в ТУ-София да изучават сложното и голямо по обем учебно съдържание по дисциплината „Теоретична Електротехника”. Анализира се мнението на студентите за ползата от въвеждането на модул за предварително обучение по ТЕ. Настоящото изследване е извършено въз основа на анкетно проучване сред 119 студенти-второкурсници от ТУ-София в края на първия семестър на учебната 2014-2015 година, разделени на две групи: студенти, завършили обикновени гимназии и студенти, завършили професионални гимназии, в които са изучавали „Електротехника“. Резултатите са представени в таблици.*

***Ключови думи:** обучение, електротехника, средна образователна степен, висша образователна степен*

ARE THE SECOND-YEAR STUDENTS AT TU-SOFIA READY FOR THE “ELECTRICAL ENGINEERING“ CHALLENGE

Anna Apostolova-Iordanova, Snejana Terzieva

***Abstract:** This paper is aimed at investigating some of the problems regarding the initial knowledge and readiness of TU students to study the complex and capacious teaching content of the discipline ‘Electrical Engineering’. The students’ opinions about the usefulness of the introduction of a preliminary teaching module in TE are being examined . The current study is based on the results from an inquiry carried out among 119 second year university students at the Technical University in the end of the first semester of 2014-2015 teaching year, divided into two groups: students who have graduated ordinary secondary schools and students who have graduated professional schools where they have studied the subject ‘Electrical Engineering’. Charts with the results of the investigation are applied.*

***Keywords:** education, electrical engineering, secondary education, higher education*

1. Въведение

Редица социално-икономически и политически процеси в дългия период на прехода в нашата страна доведоха до постепенно снижаване на интереса на младите хора към инженерните специалности както в средното, така и във висшето образование. Социологическите данни в момента сочат, че едва половината от

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

завършилите висше образование млади хора в България работят по специалността си. В средната образователна степен се стигна до отлив от професионалните гимназии на голяма част от най-интелигентните и мотивирани ученици с изразени интереси към математиката и физиката и пренасочването им към езикови гимназии като крачка към успешен прием в чуждестранни университети, особено след постепенното отпадане на ограниченията за работа на български специалисти в ЕО. В тази връзка процентът на учениците, постъпващи в ТУ-София от професионални гимназии, намаля с годините спрямо процента на ученици, постъпващи в ТУ от обикновени гимназии.

В същото време учебните програми в средните училища, както и в ТУ-София бяха нееднократно променяни в посока съкращаване на броя учебни часове при неадекватно съответно намаляване на обема и опростяване на учебното съдържание, увеличен беше броят на т.нар. "часове за самоподготовка", които студентите в много малка степен оползотворяват.

В тази връзка решихме да направим анкетно проучване сред една представителна извадка от студенти-второкурсници по редица въпроси, касаещи тяхната предварителна теоретична подготовка и усещането им за наличие или липса на практически познания, получени в етапа на средното образование, във връзка с необходимостта от такава знания в самото начало на изучаването на дисциплината „Теоретична електротехника".

2. База на анкетното проучване

Проучването е извършено сред 119 студенти-второкурсници от ТУ-София в края на първия семестър на учебната 2014-2015 година, през който те са изучавали дисциплината „Теоретична електротехника".

Студентите са разделени на две групи: такива, завършили гимназии, където не са изучавали електротехника извън учебната дисциплина „Физика" и такива, завършили професионални гимназии, където са изучавали „Електротехника" като отделна дисциплина. Повечето от студентите са посочили и коя професионална гимназия са завършили (което е отразено в табл.4).

3. Резултати от анкетното проучване, касаещи средната образователна степен

Запитани в каква степен не са им достигали знанията, получени по предмета „Физика" относно електростатичното и електромагнитното полета, в началото на обучението им по ТЕ, студентите посочват следните проценти:

Табл.1

Посочили отговор:	**20% - 30%**	**40% - 50%**	**60% - 70%**	**80% - 90%**
Гимназии - 69 студенти	22 **32%**	15 **22%**	24 **35%**	8 **11%**
Проф. гимназии – 50 студенти	15 **30%**	23 **46%**	7 **14%**	5 **10%**

От получените отговори се вижда, че студентите, завършили професионални гимназии, където са изучавали „Електротехника“, определено са изпитали помалък недостиг на теоретични знания - само 24% от анкетираните посочват недостиг от над 50%, за разлика от студентите, постъпили в ТУ след завършване на обикновени гимназии, където този сериозен недостиг на теоретични знания от областта на физиката се наблюдава у 46% от анкетираните.

В предишна своя статия [1] авторите посочват, че **в** различните видове средни училища: в общообразователните училища с или без профилирана подготовка по предмета „Физика“ , както и в професионалните гимназии, в рамките на дисциплината „Физика“ (която се изучава само до 10-ти клас) разделите „Електростатика“и „Електромагнитно поле“ се изучават с крайно недостатъчен хорариум.

Прави впечатление почти еднаквият процент на студентите от двете групи, които посочват относително малък недостиг на теоретични знания: 20% - 30% (около 30% от анкетираните). Вероятно това е процентът на т.нар. „силни студенти“, които са успели да попълнят недостига в знанията си, получени в средните училища, по време на обучението си по дисциплината „Физика“ в ТУ.

На въпроса в каква степен не са им достигали знанията относно електрическите вериги с резистори и кондензатори в началото на обучението им по ТЕ, отговорите на студентите от двете групи се разпределят по подобен начин, както и по предишния въпрос:

Табл.2

Посочили отговор:	**20% - 30%**	**40% - 50%**	**60% - 70%**	**80% - 90%**
Гимназии - 69 студенти	18 **26%**	20 **29%**	15 **22%**	16 **23%**
Проф. гимназии – 50 студенти	23 **46%**	12 **24%**	9 **18%**	6 **12%**

Не е чудно, че студентите изпитват затруднения относно електрическите компоненти като резистори, кондензатори, бобини и източници на ЕДН, както и тяхното свързване във вериги, тъй като тези теми се изучават в общо 8 учебни часа по дисциплината „Физика“ в 9 клас на средните училища в България [2].

Следващият въпрос в анкетата е свързан с наличието/отсъствието на предварителен практически опит у студентите преди постъпването им в ТУ: „Докато изучавахте „Теоретична Електротехника“ този семестър имахте известни затруднения да разбирате процесите в електрическите вериги, понеже:

1. Никога дотогава не бяхте виждали самите елементи, от които са съставени веригите и не можехте да си ги представите физически.
2. Никога дотогава не бяхте свързвали електрически елементи и източници на напрежение в работеща електрическа схема в ежедневието си и не бяхте поправяли устройства с такива елементи.
3. Нямахте предварителен опит от изследване на електрическа верига по време на обучението Ви в средното училище.
4. Не срещнах подобни затруднения.“

От отговорите в табл.3 можем да видим, че 90% от студентите, завършили обикновени гимназии, нямат достатъчен практически опит с електрическите елементи (резистори, кондензатори и източници на ЕДН), които те са изучавали по „Физика“ в 9 клас, нито някога са имали възможност да придобият такъв в тяхното свързване във вериги по време на средното си образование – в училище или в ежедневието. Това се обуславя от скромната материална база на повечето училища и ограничения хорариум за практикуми по „Физика“, което не е позволило извършването на достатъчен брой демонстрации и лабораторни практикуми (ако изобщо са били провеждани такива в съответното училище) [1]. А това са преобладаващата част от студентите в ТУ-София. Тези студенти са изправени пред огромното предизвикателство да изучават теоретично електрически елементи и вериги, които всеки пети от студентите (19%) дори не може да си представи физически, за разлика от колегите му, завършили професионални гимназии с изучаване на „Електротехника“.

Табл.3

Посочили отговор:	**1**	**2**	**3**	**4**
Гимназии - 69 студенти	13 **19%**	19 **28%**	30 **43%**	7 **10%**
Проф. гимназии - 50 студенти	- -	8 **16%**	15 **30%**	27 **54%**

Учудващ е броят на студентите от втората група (46% от анкетираните), които въпреки, че са завършили професионални гимназии с изучаване на „Електротехника“, нямат съответния практически опит по свързване и изследване на електрически вериги, а тези, които посочват, че не срещат подобни затруднения, са малко повече от половината от випускниците на професионалните гимназии. Много вероятно е в някои професионални училища в страната лабораторната техника да не е достигала или да е била амортизирана и лабораторните упражнения да не са били провеждани по начин, при който всеки ученик да е участвал наравно с останалите. Възможно е и част от учениците да не са били достатъчно мотивирани да вземат активно участие в лабораторните дейности [3].

4. Резултати от анкетното проучване, касаещи нуждата от въвеждане на предварителен теоретико-практически модул на обучение по ТЕ

Запитани: „Според Вас, щеше ли да Ви бъде по-лесно да се справите с усвояването на дисциплината ТЕ, ако бяхте преминали няколкодневно предварително теоретико-практическо обучение относно електрическите вериги за постоянен ток преди да започне обучението ви по „Теоретична електротехника“, с цел да придобиете известна част от знанията, които колегите Ви, завършили професинални гимназии, имат?“, студентите са почти единодушни, че такова обучение би им било от полза. Много голям процент (86%) от завършилите обикновени гимназии считат, че са имали нужда от предварително обучение. Интересен е фактът, че цели 64% от завършилите професионални гимназии с изучаване на „Електротехника“ също виждат в предварителния модул за обучение по „Теоре-

тична електротехника” една добра възможност да си набавят липсващия им практически опит, както и да опреснят теоретичните си знания, придобити преди цели 5 години по време на средната образователна степен.

Като цяло, от анкетата се вижда, че три четвърти от всички анкетирани студенти са се изказали положително във връзка с необходимостта от предварително теоретико-практическо обучение относно електрическите вериги за постоянен ток.

Както авторите споменават в [1], такава практика съществува в други страни от Европейския съюз, където поради разнообразието от училища в средната образователна степен, обемът на получените знания и степента на усвояване на предварителни практически умения при постъпващите студенти са различни, което предполага спешна необходимост от въвеждането на модул за предварително, изравняващо нивата обучение по „Електротехника“ (базиран основно върху изучаването на отделните пасивни елементи: резистори, бобини и кондензатори и веригите за постоянен ток, изграждани от такива елементи) и в българските технически университети.

Табл.4

Студенти, звършили:	Брой:	Считат за необх. предв. обучение по ТЕ	Не считат за необх. предв. обучение по ТЕ
Професионални гимназии	50	32 **(64%)**	18 **(36%)**
СПГЕ "Джон Атанасов"	14	10	4
ТУЕС - София	9	5	4
УКТЦ - Правец	2	0	2
ПГАВТ "А.С.Попов"	3	1	2
ПГТЕ "Хенри Форд"	3	3	0
други проф. гимназии	19	13	6
Гимназии	69	59 **(86%)**	10 **(14%)**
Общ брой студенти	119	91 **(76%)**	28 **(24%)**

Това би способствало за придобиването на липсващия на студентите практически опит: визуалното им запознаване с отделните градивни елементи, които предстои да се изучават, формирането на умения за разпознаването им и разчитането на техните стойности, както и за свързването на тези компоненти в действащи електрически схеми, при което обучаваните биха имали възможност да натрупат свой собствен безценен сензомоторен опит.

Авторите предлагат такъв предварителен, изравняващ нивата на студентите модул да се въведе преди началото на втората учебна година в ТУ-София, например в рамките на една седмица по 6-8 учебни часа дневно, като всеки ден освен традиционните: лекция, семинарно и лабораторно упражнения, да присъства и модул за обсъждане на натрупания опит, анализ на експерименталните данни

или текущо тестване на усвоените знания, с цел прилагане на съвременните интерактивни методи на обучение.
Основната цел на такова изравняващо нивата обучение би била да се изгради необходимата база от начални знания и практически електротехнически умения, както и да се повиши интереса и да се засили мотивацията на студентите да изучават дисциплината „Теоретична електротехника“.

5. Заключение

Резултатите от направеното анкетно проучване недвусмислено налагат основния извод, че е наложително въвеждането на предварителен модул, изравняващ нивата на първоначални знания на студентите по дисциплината „Теоретична електротехника”. Приложената табл.4 показва, че 76% от общия брой студенти, попълнили анкетата, осъзнават, че имат необходимост от начални теоретико-практически знания по дисциплината, за да набавят недостигащия им практически опит и да опреснят позабравените си теоретични знания от средното образование. Провеждането на изравняващо входящите нива на студентите обучение по електротехника е практика в много европейски технически университети и дава добри резултати.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Апостолова-Йорданова А., Терзиева С. (2014), ***Проблеми и задачи на прехода от средната към висшата техническа образователна степен***, Годишник на Технически университет – София, ISSN: 1311-0829, т. 64, кн. 1, стр. 451-458

[2] Apostolova-Iordanova A., Terzieva S. (2014), ***Recommended foundational knowledge in theoretical electrical engineering for most university students***, 10th Summer School – Advanced aspects of theoretical electrical engineering, Sozopol’14, ISSN 1313-9487, pp.176-179

[3] Terzieva S., Vladov S. (2006), ***Some problems concerning the education of the BSc students***, Национална конференция с международно участие ЕЛЕКТРОНИКА’2006, София, ISBN-10: 954-90209-8-3, стр. 347-352

Автори: Анна Апостолова-Йорданова, гл. ас., Технически Университет- София, ТУ-ЕС, E-mail adress: *anna_apost@tu-sofia.bg*; Снежана Терзиева, доц. д-р, катедра „Теоретична електротехника”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: *ster19@tu-sofia.bg*

Постъпила на 15.05.2015 **Рецензент** проф. дпн Б. Лалов

СИНТЕЗ НА НОВА СХЕМА НА СИНУСОИДАЛЕН ГЕНЕРАТОР С МЕМРИСТОР И ЕЛЕМЕНТИ С ОТРИЦАТЕЛНИ ПАРАМЕТРИ

Стоян Кирилов, Валери Младенов

Резюме: *Целта на настоящата статия е представянето на нова схема на регулируем синусоидален генератор, базиран на елементи с отрицателно статично съпротивление и капацитет. Двуполюсникът, използван в генератора има отрицателно съпротивление и се базира на източник на напрежение, управляван с напрежение – операционен усилвател (ОУ). Той е използван за елиминиране на загубите в последователна RLC верига и за генериране на стабилен синусоидален сигнал. Бобината в основната RLC верига е базирана на жиратор и е моделирана чрез резистори и кондензатор с отрицателни параметри. За регулиране на честотата на сигнала се използва мемристор. Моделите на елементите и генераторната схема са изследвани чрез PSpice и MATLAB.*

Ключови думи: *отрицателни параметри; източник на напрежение, управляван с напрежение; операционен усилвател; мемристор; генератор.*

SYNTHESIS OF A NEW SINE-WAVE GENERATOR SCHEME WITH A MEMRISTOR AND ELEMENTS WITH NEGATIVE PARAMETERS

Stoyan Kirilov, Valeri Mladenov

Abstract: *The main purpose in this paper is proposing a new schematic of tunable sinusoidal generator based on electrical elements with negative static resistance and capacitance. The one-port element used in the oscillator circuit has negative resistance and it is based on voltage-controlled voltage source – operational amplifier (OA). It is used for eliminating the losses in a serial RLC circuit and for generating stable sine-wave signal. The inductor in the basic RLC circuit is gyrator-based and it is modeled using resistors and capacitors with negative parameters. A memristor element is used in the oscillating circuit for tuning the frequency of the signal. All the models of the elements and the basic oscillating circuits used for the analyses are investigated in Cadence PSpice and MATLAB.*

Keywords: *negative parameters; voltage-controlled voltage source; operational amplifier; memristor; generator.*

1. Introduction

The basic ideas in the papers associated with electronic generators are using a nonlinear element and the Barkhausen criteria – balance of the amplitudes and the phases [1,

© 2015 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2, 3, 4]. In this paper a new idea is used – eliminating the losses in a *RLC* circuit using an artificial element with negative static resistance. The inductor is gyrator-based and it is modeled using elements with negative parameters [5, 6]. The principle for obtaining elements with negative parameters is based on a series connection of an element with positive parameter – resistor or capacitor, and the output of a voltage-controlled voltage source - *OA*. For adjusting the frequency of the output sine-wave signal a resistor placed in the feedback circuit of the inductor emulating schematic is substituted with memristor element [7, 8]. The equivalent inductance of the electronic inductor is changed with voltage pulses applied to the memristor element.

In Section 2 the motivation for the present analyses are given and a simple circuits for emulating the negative resistance and negative capacitance are introduced. The modeling of an inductor using gyrator and elements with negative parameters is presented in Section 3. In Section 4 the memristor-based oscillating circuit is described. In the end of the paper the concluding remarks are presented.

2. Motivation for the Present Investigations. Synthesis of One-Ports with Negative Static Resistance and Capacitance

The motivation for the present investigation is based on the rising of non-fading oscillations in an ideal resonant serial *LC* circuit. If the capacitor is previously charged and has an initial voltage with a value of *u(0)*, after closing the switch the transient in the resonant circuit is presented with the following equation [5]:

$$LC\frac{d^2u_c(t)}{dt^2}+u_c(t)=0 \tag{1}$$

where *L* is the inductance and *C* is the capacitance of the elements in the resonant circuit. The solution of (1) is an ideal sine-wave function for the capacitor voltage [5]:

$$u_c(t)=u_m\sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t+\frac{\pi}{2}\right) \tag{2}$$

In practice every series *LC* resonant circuit has losses denoted with a series-connected resistor R_{losses}. The new idea in the paper is to connect in the real *RLC* circuit presented in Fig.1 a one-port with a negative resistance which is equal to the initial resistance R_{losses}. Then the practical circuit will have the behavior of the ideal resonant circuit described with (1) and it will be possible to obtain non-fading sine-wave oscillations.

The basic idea for obtaining a one-port with a negative static resistance is to connect in series a resistor and the output circuit of a voltage-controlled voltage source (operational amplifier) with a coefficient of amplification equal to 2 [5]. The schematic of the resistive one-port emulating the negative resistance is presented in Fig.2. The controlling voltage for the operational amplifier is the input voltage of the one-port. The additional resistors R_2 and R_3 connected to the operational amplifier are with re-

sistances of 1 *MΩ*. These resistors determine the coefficient of amplifying of the *OA*. The time diagrams of the voltage and current for the sinusoidal source are obtained from PSpice [6] and are given in Fig.3. Due to the voltage of the operational amplifier applied in reverse direction the input voltage source V_1 operates in a consumer mode [5].

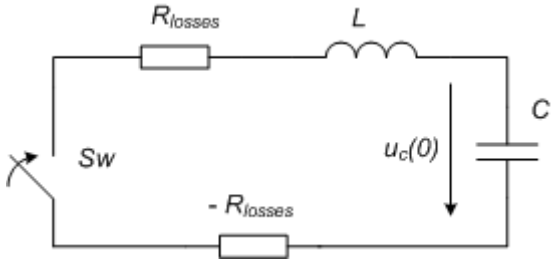


Fig.1. RLC resonant series circuit with compensation of the losses due to the ohmic resistance of the elements

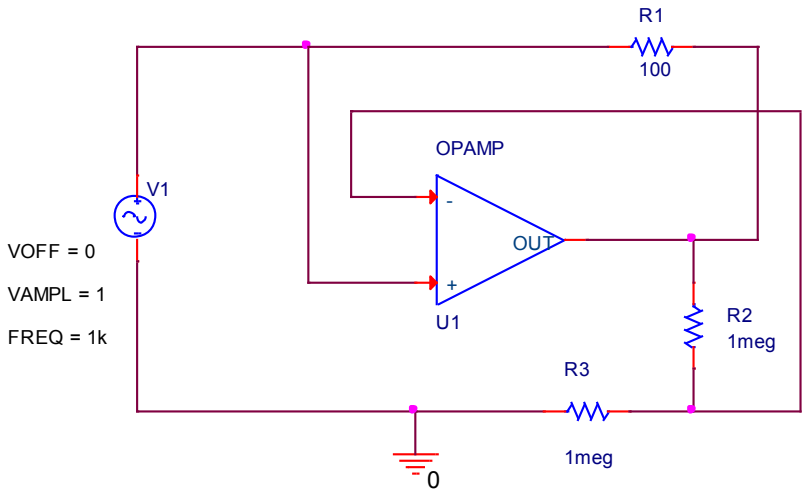


Fig.2. An active circuit for emulation negative static resistance using voltage-controlled voltage source – *OA*, with coefficient of amplifying equal to 2

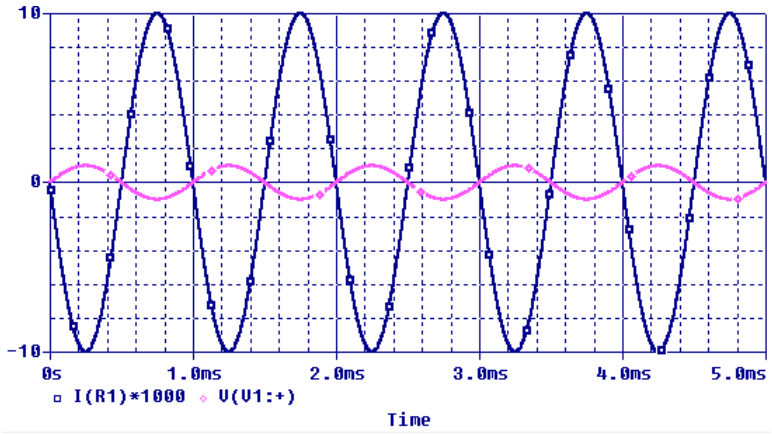


Fig.3. Time diagrams for the input voltage and current of the circuit emulating negative static resistance from Fig. 2

The circuit for emulating the negative capacitance needed for the gyrator is presented in Fig.4. A voltage-controlled voltage source (*OA*) is used for charging the capacitor C_1 with a negative charge and in the same moment the input voltage has positive values. Due to this phenomenon the whole circuit has a negative capacitance in reference to the input. The time diagrams of the voltage and the current of the voltage source in the circuit are presented in Fig.5.

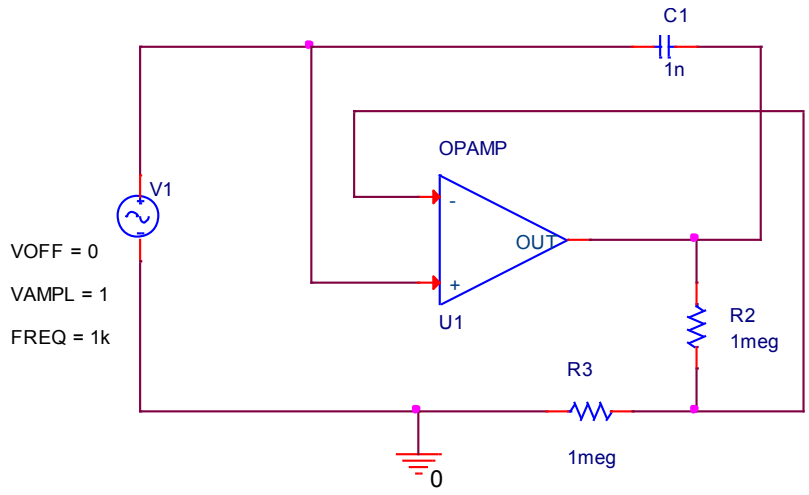


Fig.4. An active circuit for emulation negative capacitance using voltage-controlled voltage source – *OA*, with coefficient of amplifying 2

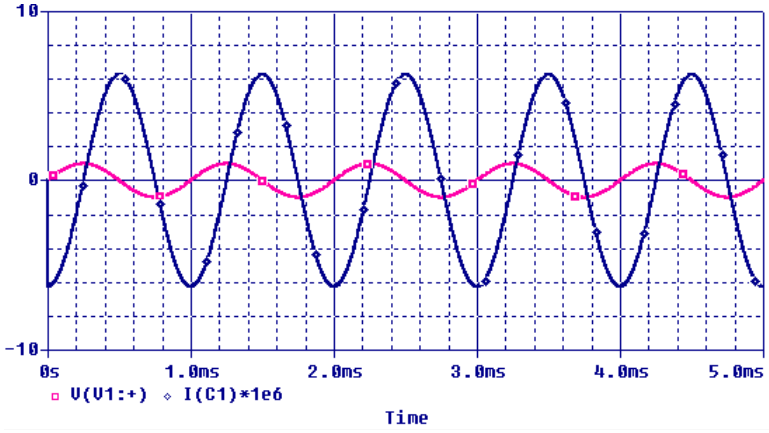


Fig.5. Time diagrams for the input voltage and current of the circuit emulating negative capacitance from Fig. 4

3. Synthesis of an Inductor Using Resistors and Capacitors With Negative Parameters

It is established that an ideal inductor could be replaced with an equivalent circuit with resistors and capacitor containing elements with negative parameters [5]. In fact we substitute the inductor L with a value of 10 *mH* with a capacitive-loaded gyrator [5]. The schematic of the inductor in PSpice environment is presented in Fig.6. The substituting circuit with capacitive-loaded gyrator is given in Fig.7. It could be con-

structed with only resistors, capacitors and operational amplifiers. The capacitance of the capacitor according to [5] has a negative value and it is chosen with respect the following formula:

$$C = -\left(\frac{1}{R}\right)^2 L = -\left(\frac{1}{1000}\right)^2 10.10^{-3} = -10.10^{-9} F \tag{3}$$

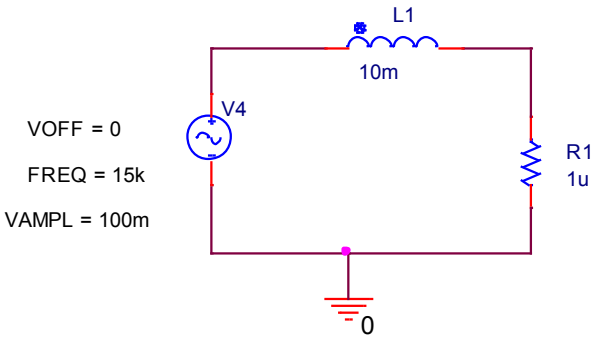


Fig.6. Schematic of inductor in PSpice environment

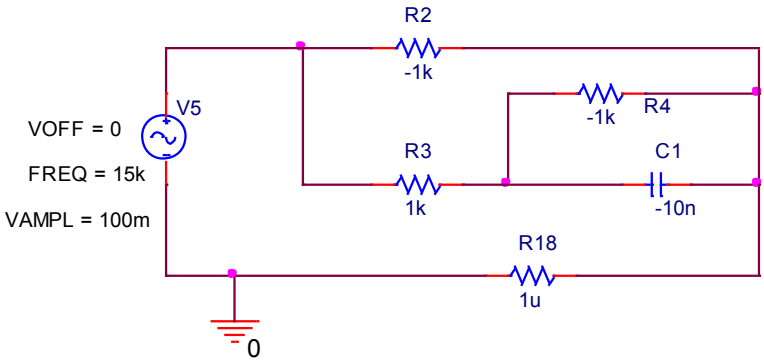


Fig.7. Equivalent substituting circuit of the inductor from Fig. 6 obtained with using gyrator and elements with negative parameters

4. Synthesis and Analysis of a Memristor-Based *RC* Generator in MATLAB and SIMSCAPE Environment

The schematic of the new *RC* generator based on the main circuit from Fig.1 is presented in Fig.8. It is constructed and analysed with MATLAB and the SIMSCAPE toolbox in SIMULINK environment [9, 10, 11]. The oscillating circuit contains 4 operational amplifiers, several resistors and the memristor element in the feedback of the gyrator. The memristor element is based on the *BCM* model and the code for its operation is written in suitable for SIMSCAPE language. Several voltage- and current-sensors are also used. The time diagrams of the voltage and current through the capacitor C1 are presented in Fig.9. The signals of the voltage and current have a frequency of 1250 Hz. The phase portrait of the circuit is given in Fig.10.

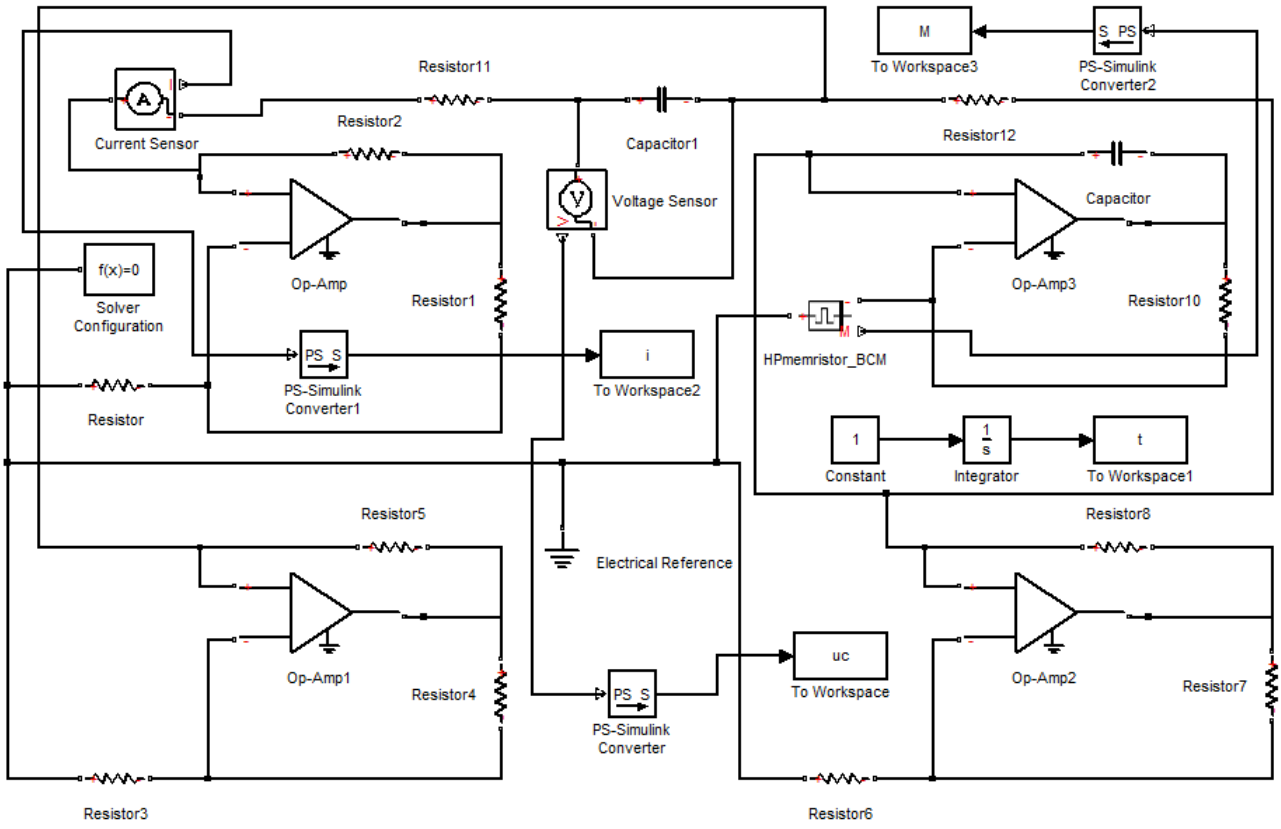


Fig.8. Schematic of the new oscillating circuit based on elements with negative parameters

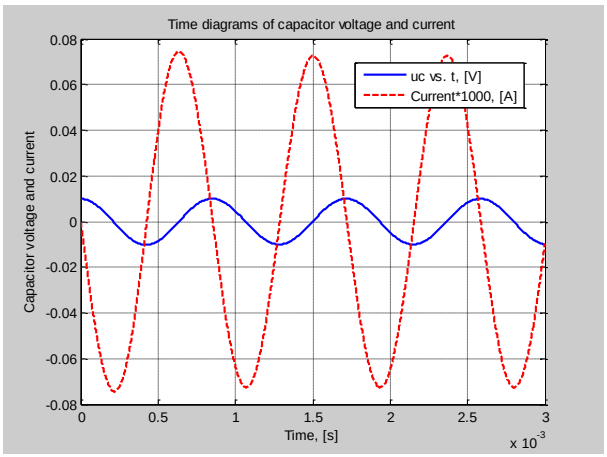


Fig.9. Time diagrams of the capacitor's voltage and current

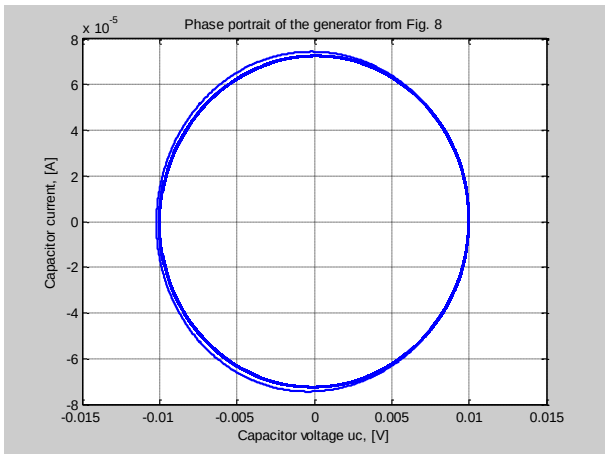


Fig.10. Phase portrait of the generator circuit form Fig. 8

By changing the state of the memristor element using voltage pulses we can change the frequency of the signal generated – the voltage across the capacitor C_1. For example, if we decrease the memristor resistance then we obtain a signal with higher frequency. Such a signal is presented in Fig.11. This signal has a frequency of 4500 Hz. The spectral structure of the signal from Fig.11 is presented in Fig.12. It is obvious that the first harmonic only exists and this is a proof of the quality of the new oscillator circuit.

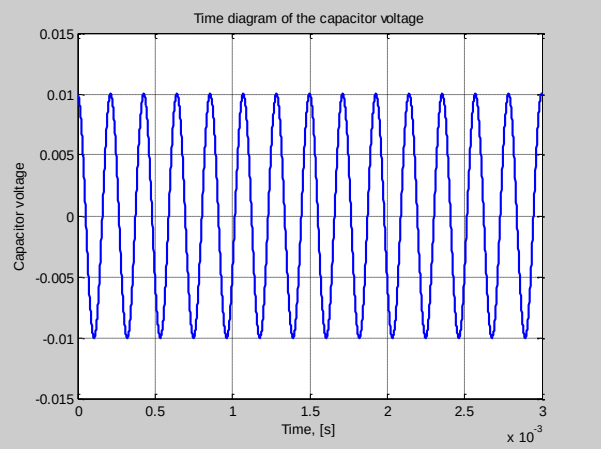


Fig.11. Time diagram of capacitor voltage for higher frequency (4500 *Hz*) and for different memristor state respectively

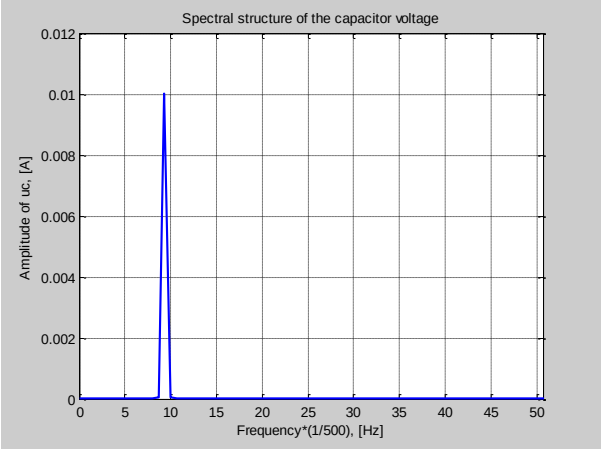


Fig.12. Spectral structure of the output signal from Fig. 11 – it is clear that only the basic harmonic with frequency of 4500 *Hz* exists

5. Conclusion

In the present paper a new oscillating circuit with a memristor regulating element is presented. By change of the memristor state and the amplification of the *OA* in the circuit emulating the negative capacitance, respectively, we alter the frequency of the signal produced by the oscillator. One of the advantages of the circuit proposed is its stability. The present circuit has a good steadiness with respect to the power supply because it contains 4 operational amplifiers and the elements with negative static parameters are with good characteristics. The oscillating circuit proposed has also another advantage – it does not use a real inductor but the inductive element is substituted with capacitive-loaded gyrator. The harmonic spectrum of the output signal proves the almost ideal quality of the sine-wave. A disadvantage of the circuit is the use of 4 operational amplifiers.

Acknowledgements

The research results presented in the paper are helped by the inner contest for scientific PhD projects of the Research Sector of the Technical University – Sofia for 2012 – 2013 years, in the frames of project № 121PD0072-08.

References

[1] Dobrev, D., L. Jordanova. Radiocommunications. Sofia, Ciela Soft and Publishing, First Edition, ISBN -10: 954-649-905-6, 2006.

[2] Talukdar, A., A. Radwan, K. Salama. Time domain oscillating poles: Stability redefined in Memristor based Wien-oscillators. IEEE, 22nd International Conference on Microelectronics, ISBN 978-1-61284-149-6, pp. 288 – 291, December 2010.

[3] Corinto, F., A. Ascoli, M. Gilli. Nonlinear Dynamics of Memristor Oscillators. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Regular Papers, Vol. 58, Issue 6, ISSN 1549-8328, pp. 1323 – 1336, January 2011.

[4] Tabahnev, I., N. Petkova, S. Terziewa, S. Vladov, V. Mladenov. Modeling, Simulations and Implementation of the Chua's Circuit. 4-th International Conference "Challenges in Higher Education and Research in the 21st Century", June 2006, Sozopol, Bulgaria, pp. 277-279.

[5] Farchy, S., S. Papazov. Theoretical Electrical Engineering. Sofia, Technica Publishing House, Third Edition, ISBN 954-03-0115-7, 1992.

[6] Brandisky, K., V. Mladenov, S. Petrakieva. Manual for solving problems of theory of electrical engineering with OrCAD PSpice – Version 16.3 Demo. Sofia, KING Publishing House, ISBN , 2012.

[7] Chua, L. O. Memristor – The Missing Circuit Element. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. CT-18, pp. 507-519, September (1971), DOI 10.1109/TCT.1971.1083337.

[8] Strukov, D. B., G. S. Snider, D. R. Stewart, R. S. Williams. The missing memristor found. *Nature*, 06932, Vol. 453, pp. 80 – 83, (2008), DOI:10.1038/nature06932.

[9] Walsh, A., Carley, R., Feely, O., Ascoli, A. Memristor circuit investigation through a new tutorial toolbox. *2013 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), IEEE*, DOI: 10.1109/ECCTD.2013.6662261, pp. 1 – 4.

[10] The MathWorks, Inc. Neural Network Toolbox ™ User's Guide. MATLAB, Release 2009a.

[11] Corinto, F., A. Ascoli. A boundary condition-based approach to the modeling of memristor nanostructures. *IEEE Transactions on circuits and systems – I, Regular papers*, Vol. 59, Issue 11, ISSN 1549 – 8328, pp. 2713 – 2726, November 2012.

Authors: Stoyan Kirilov, PhD, Assistant, Department of Theoretical Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *s_kirilov@tu-sofia.bg*; Valeri Mladenov, Prof. D-r Eng., Department of Theoretical Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *valerim@tu-sofia.bg*.

Received 15 May 2015 **Reviewer:** Assoc. Prof. PhD S. Vladov