ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ
том 69, книга 2, 2019

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2019, ФА
ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА
31.05-3.06.2019, Созопол, България

PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA
Volume 69, Issue 2, 2019

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2019, FA
FACULTY OF AUTOMATICS
31.05-3.06.2019, 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. дтн Евелина ПЕНЧЕВА
проф. д.и.н. Младен ВЕЛЕВ
проф. д-р Бончо БОНЕВ
проф. д-р Иво МАЛАКОВ
проф. д-р Огнян НАКОВ

секретар-организатор

инж. Мая СТОЙЧЕВА

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. D.Sc. Evelina PENCHEVA
Prof. D.Sc. Mladen VELEV
Prof. Ph.D. Boncho BONEV
Prof. Ph.D. Ivo MALAKOV
Prof. Ph.D. Ognyan NAKOV

Organizing Secretary

Eng. Maya STOYCHEVA

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’2019

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА’2019, ФА

Созопол 31.05-3.06.2019

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

почетен председател

проф. дтн Емил Николов (BG)

председател

доц. д-р Нина Николова (BG)

членове

проф.	дтн	Петко	Петков	(BG),	проф.	дтн	Хасан	Абуайса	(FR)
проф.	д-р	Тодор	Йонков	(BG),	проф.	дтн	Даниел	Жоли	(FR)
проф.	дтн	Снежана	Йорданова	(BG),	проф.	дтн	Жил	Гонкалвес	(FR)
проф.	д-р	Валери	Младенов	(BG),	проф.	дтн	Николай	Христов	(FR)
проф.	д-р	Емил	Гарипов	(BG),	проф.	дтн	Стефан	Козак	(SK)
проф.	д-р	Пламен	Цветков	(BG),	проф.	дтн	Алена	Козакова	(SK)
проф.	д-р	Живко	Георгиев	(BG),	проф.	дтн	Даница	Росинова	(SK)
проф.	д-р	Михо	Михов	(BG),	доц.	д-р	Снежана	Терзиева	(BG)
доц.	д-р	Васил	Гълъбов	(BG),	доц.	д-р	Теофана	Пулева	(BG)

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

председател

доц. д-р Владислав Славов

зам. председател

гл. ас. д-р Антония Панделова

членове

гл. ас. д-р Владимир Христов

доц. д-р Станислав Енев

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

координатор

гл. ас. д-р Антония Панделова

системен администратор

гл. ас. д-р Александър Маринчев

организационен секретар

инж. маг. Мая Стойчева

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA
FACULTY OF AUTOMATICS

Forum

„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol'2019

FACULTY OF AUTOMATICS

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS'2019, FA

31.05-3.06.2019, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

honorable chair of PC

Prof.	DSc	Emil	Nikolov	(BG)

chair of PC

Assoc. Prof.	PhD	Nina	Nikolova	(BG)

members of PC

Prof.	DSc	Petko	Petkov	(BG),	Prof.	DSc	Hassane	Abouaïssa	(FR)
Prof.	PhD	Todor	Ionkov	(BG),	Prof.	DSc	Daniel	Jolly	(FR)
Prof.	DSc	Snejana	Yordanova	(BG),	Prof.	DSc	Gilles	Gonçalves	(FR)
Prof.	PhD	Valeri	Mladenov	(BG),	Prof.	DSc	Nicolai	Christov	(FR)
Prof.	PhD	Emil	Garipov	(BG),	Prof.	DSc	Stefan	Kozak	(SK)
Prof.	PhD	Plamen	Tzvetkov	(BG),	Prof.	DSc	Alena	Kozáková	(SK)
Prof.	PhD	Jivko	Georgiev	(BG),	Prof.	DSc	Danica	Rosinova	(SK)
Prof.	PhD	Mikho	Mikhov	(BG),	Assoc.Prof.	PhD	Snejana	Terzieva	(BG)
Assoc.Prof.	PhD	Vasil	Galabov	(BG)	Assoc.Prof.	PhD	Teofana	Puleva	(BG)

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC

Assoc. Prof.	PhD	Vladislav	Slavov

vice chair of OS

Assist. Prof.	PhD	Antonia	Pandelova

members of OC

Assist. Prof.	PhD	Vladimir	Hristov
Assoc. Prof.	PhD	Stanislav	Enev

TECHNICAL COMMITTEE

coordinator

Assist. Prof.	PhD	Antonia	Pandelova

system administrator

Assist. Prof.	PhD	Alexandar	Marinchev

organizing secretary

Emg.	Mag.	Maya	Stoycheva

СЪДЪРЖАНИЕ том 69, книга 2

АВТОМАТИКА

1. **Антон Никитов, Владимир Заманов** 15
   Лазерно сканиране за локализация на колесен мобилен робот

2. **Камен Христов** 23
   Подобряване енергийната ефективност на асинхронни електрозадвижвания чрез оптимизация на магнитния поток при управление

3. **Владимир Христов** 33
   Управление на асинхронни електрозадвижвания с матрични инвертори

4. **Данаил Славов** 43
   Езици за програмиране на изкуствен интелект

5. **Данаил Славов** 53
   Тенденции в развитието на смарт камерите за техническо зрение

6. **Христо Стоянов, Дочо Цанков** 63
   Комбинирано управление на система за охладена вода с термопомпен агрегат и водоохладителна кула

7. **Дочо Цанков** 73
   Индиректно управление на напор в помпени агрегати

8. **Марин Жилевски** 81
   Съгласуване на задвижванията при пробивни машини с цифрово-програмно управление

9. **Станислав Енев** 91
   ПИД-базиран предиктор на Смит в адаптивна система с параметрично-зависими модели - реализация с ПЛК за управление на лабораторен топлинен обект

10. **Б. Ганев, Д. Николов, Б. Георгиев** 99
    Мобилна сензорна система за мониторинг на шум в градска среда

11. **Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.** 109
    Statistical Analysis of Tribological Study Results of Dry Abrasive Wear of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

12. **Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.** 119
    Statistical Analysis of Tribological Study Results of Abrasive Wear with Sea Water as Lubricant of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

13. **Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.** 129
    Statistical Analysis of Tribological Study Results of Boundary Friction with Marine Oil of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

14. **Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.** 139
    Statistical Analysis of Tribological Study Results of the Coefficient of Friction (Dry and Wet) of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

15. **Борис Грасиани** 149
Управление на пневматичен изпълнителен механизъм в линейната област на работа

16. **Весела Карлова-Сергиева, Десислава Стоицева-Деличева** 157
Управление на индустриален обект чрез КТОВ

17. **Борис Киров, Весела Карлова-Сергиева, Васил Гълъбов** 167
Моделиране на скорост на микробиален растеж чрез сбор от субпопулации с индивидуална кинетика на растеж от нулев порядък

18. **Александър Маринчев** 173
Управление на лабораторен стенд "Обърнато Махало"

19. **Емил Николов** 183
Фрактални ML Clegg-оператори, регулатори и обобщено ML Reset-управление - част 1 (*конфигурация, функционален анализ*)

20. **Емил Николов** 193
Фрактални ML Clegg-оператори, регулатори и обобщено ML Reset-управление - част 2 (*функционална параметризация*)

21. **Емил Николов** 203
Фрактални ML Clegg-оператори, регулатори и обобщено ML Reset-управление - част 3 (*синтез, приложение, робастен анализ*)

22. **Нина Г. Николова** 211
Изследване на двусвързана робастна репетитивна система за управление

23. **Александър Пантелеев** 221
Управление на едноосни позициониращи системи на базата на стъпкови двигатели с ПЛК Siemens Simatic S7 1200

24. **Иван П. Топалов, Марин Б. Маринов, Весела Ангелова Карлова-Сергиева** 231
Амперометрични газови сензори за мобилен мониторинг на качеството на въздуха

25. **Юлия Калъпчийска, Антония Панделова, Николай Стоянов** 241
Разработване на сензорна платформа за измерване концентрация на прахови частици

26. **Vesselin Gueorguiev, Ivan Evg. Ivanov** 247
Software Structure and Time Analysis of Extracorporeal Perfusion Pump Controller

27. **Александър Хотмар** 253
Метод за оценка на резултатите от търговията на FOREX ботове

28. **Александър Ищев** 259
Диагностика и управление при неизправности с динамична резервираност. приложение за серво система - част 1

29. **Александър Ищев** 269
Диагностика и управление при неизправности с динамична резервираност. приложение за серво система - част 2

30. **Борислав Иванов, Мария Ненова, Десислава Георгиева** 279
Изследване и подобряване на качеството на вградена система за управление на перфузионна помпа

31. **Веселин Кънчев, Цоньо Славов, Емил Гарипов** **287**
Вградена система за рекурсивна идентификация

32. **Йордан Кралев, Шериф Шериф, Веселин Кънчев, Цоньо Славов** **297**
Линейно-квадратично управление на концентрацията на глюкоза при пациенти с диабет от първи тип

33. **Кирил Кьосев, Божидар Раков, Георги Ружеков** **307**
Децентрализирано ПИД управление на многомерен аналогов модел на обект

34. **Аспарух Марковски** **317**
Робастно управление на сервосистема с MATLAB и SLICOT

35. **Александър Митов, Йордан Кралев, Цоньо Славов, Илчо Ангелов** **325**
Изследване робастната устойчивост на вграден H∞ регулатор за кормилна електрохидравлична задвижваща система

36. **Огняна Огнянова, Теофана Пулева, Елена Хараланова** **335**
Приложни алгоритми за управление на скоростта и мощността на ветрогенератор

37. **Камен Перев** **345**
Два метода за ортогонална полиномна апроксимация на системни характеристики

38. **T. Puleva** **355**
Speed and Power Control of Water Turbine Generator with a Long Penstock

39. **Георги Ружеков, Божидар Раков** **363**
Многомерно ПИД управление на лабораторен модел „Многосвързан Обект“

40. **Цоньо Славов, Йордан Кралев, Николай Николов, Петко Петков** **371**
Идентификация и робастно управление на многомерни обекти

41. **Andrey Yonchev, Elena Gurova** **381**
Modeling and Simulation of Internal Processes in a Technical Support Department

42. **Atanas Yanev, Atanas Chervenkov** **391**
Interactive Education Web-Based Platform for Theoretical Electrical Engineering Related Topics

43. **Štefan Kozák, Alena Kozáková** **401**
Trends in Education for Industry 4.0

CONTENTS volume 69, Issue 2

AUTOMATICS

1. Anton Nikitov, Vladimir Zamanov 15
A Laser Scanning for Mobile Robot Localization

2. Kamen Hristov 23
Energy Efficiency Amendment of Asynchronous Electric Drives by Optimisation of the Magnetic Flux Control

3. Vladimir Hristov 33
Control of Asynchronous Electric Drive with Matrix Inverter

4. Danail Slavov 43
Programming Languages for Artificial Intelligence

5. Danail Slavov 53
Progress and Trends in Machine Vision Smart Cameras

6. Hristo Stoyanov, Docho Tsankov 63
Combined Control of a Chilled Water System with a Heat Pump Unit and a Water Cooling Tower

7. Docho Tsankov 73
Indirect Head Control in Pump Aggregates

8. Marin Zhilevski 81
Coordination of the Drives in Drilling Machines with Digital Program Control

9. Stanislav Enev 91
PID-Based Smith-Predictor Controller with Gain-Scheduling - PLC Implementation for a Laboratory Heat-Exchange Process Experiment

10. B. Ganev, D. Nikolov, B. Georgiev 99
Mobile Sensor Node for Noise Monitoring in Urban Areas

11. Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M. 109
Statistical Analysis of Tribological Study Results of Dry Abrasive Wear of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

12. Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M. 119
Statistical Analysis of Tribological Study Results of Abrasive Wear with Sea Water as Lubricant of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

13. Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M. 129
Statistical Analysis of Tribological Study Results of Boundary Friction with Marine Oil of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

14. Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M. 139
Statistical Analysis of Tribological Study Results of the Coefficient of Friction (Dry and Wet) of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)

15. Boris Grasiani 149
Control of Rotary Pneumatic Actuator in the Linear Area of Work

16. Vessela Karlova-Sergieva, Desislava Stoitseva-Delicheva . . . 157
QFT Controller Design for an Industrial Plant

17. Boris Kirov, Vessela Karlova-Sergieva, Vasil Galabov . . . 167
Microbial Growth Rate Modelling Through Sum of Subpopulations with Zeroth-Order Individual Growth Kinetics

18. Aleksandar Marinchev . . . 173
Control of Laboratory Bench "Inverted Pendulum"

19. Emil Nikolov . . . 183
Fractional Order $\mathcal{ML}$ Clegg-Operators, Controllers and $\mathcal{ML}$ Reset-Control - part 1 (configuration, functional analysis)

20. Emil Nikolov . . . 193
Fractional Order $\mathcal{ML}$ Clegg-Operators, Controllers and $\mathcal{ML}$ Reset Control - part 2 (functional parameterization)

21. Emil Nikolov . . . 203
Fractional Order $\mathcal{ML}$ Clegg-Operators, Controllers and $\mathcal{ML}$ Reset-Control - part 3 (synthesis, application, robust analysis)

22. Nina G. Nikolova . . . 211
Examination of a Two-Connection Process Control System

23. Alexander Panteleev . . . 221
Control of Single Axis Stepper Motor Positioning Systems with PLC Siemens Simatic S7 1200

24. Ivan P. Topalov, Marin B. Marinov, Vessela A. Karlova-Sergieva . . . 231
Amperometric Gas Sensors for Mobile Monitoring Applications

25. Julia Kalapchiiska, Antonia Pandelova, Nikolay Stoyanov . . . 241
Development of a Sensor Platform for Measurement of Concentration of Particulate Matter

26. Vesselin Gueorguiev, Ivan Evg. Ivanov . . . 247
Software Structure and Time Analysis of Extracorporeal Perfusion Pump Controller

27. Alexander Hotmar . . . 253
Rating Method for FOREX Bots' Results

28. Alexandar Ichtev . . . 259
Fault Diagnostics and Fault Tolerant Control with Dynamic Reservation. Application for a Servo System - part 1

29. Alexandar Ichtev . . . 269
Fault Diagnostics and Fault Tolerant Control with Dynamic Reservation. Application for a Servo System - part 2

30. Borislav Ivanov, Maria Nenova, Desislava Georgieva . . . 279
Extensive Quality Assurance Analysis of a Perfusion Pump Embedded Controller

31. Veselin Kanchev, Tsonyo Slavov, Emil Garipov . . . 287
Embedded System for Recursive Identification

32. Jordan Kralev, Sherif Sherif, Veselin Kunchev, Tsonyo Slavov . . . 297
Linear-Quadratic Control of Glucose Concentration in Patients with Diabetes from First Type

33. Kiril Kyosev, Bozhidar Rakov, Georgi Ruzhekov 307
Decentralized PID Control of Analog MIMO Plant Model

34. Asparuh Markovski 317
Robust Control of Servo System Using MATLAB and SLICOT

35. Alexander Mitov, Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Ilcho Angelov 325
Robust Stability of H-Infinity Regulator for Electrohydraulic Steering Units

36. Ognyana Ognyanova, Teofana Puleva, Elena Haralanova 335
Applied Algorithms for Speed and Power Control of Wind Turbine Generator

37. Kamen Perev 345
Two Methods for Orthogonal Polynomial Approximation of System Characteristics

38. T. Puleva 355
Speed and Power Control of Water Turbine Generator with a Long Penstock

39. Georgi Ruzhekov, Bozhidar Rakov 363
Multivariable PID Control of Laboratory Model "Multi Input and Multi Output (MIMO) Plant"

40. Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Nikolay Nikolov, Petko Petkov 371
Identification and Robust Control of Multivariable Plants

41. Andrey Yonchev, Elena Gurova 381
Modeling and Simulation of Internal Processes in a Technical Support Department

42. Atanas Yanev, Atanas Chervenkov 391
Interactive Education Web-Based Platform for Theoretical Electrical Engineering Related Topics

43. Štefan Kozák, Alena Kozáková 401
Trends in Education for Industry 4.0

Author's Index - Volume 69, Issue 2

	author		article
1.	Alena	Kozáková	401
2.	Ilcho	Angelov	325
3.	Atanas	Chervenkov	391
4.	Stanislav	Enev	91
5.	Vasil	Galabov	167
6.	B.	Ganev	99
7.	Emil	Garipov	287
8.	B.	Georgiev	287
9.	Tz.	Georgiev	109,119,129,139
10.	Desislava	Georgieva	279
11.	Boris	Grasiani	149
12.	Vesselin	Gueorguiev	247
13.	Elena	Gurova	381
14.	Elena	Haralanova	335
15.	Alexander	Hotmar	253
16.	Kamen	Hristov	23
17.	Vladimir	Hristov	33
18.	Alexandar	Ichtev	259, 269
19.	Ivan Evg.	Ivanov	247
20.	Borislav	Ivanov	279
21.	Julia	Kalapchiiska	241
22.	Veselin	Kanchev	287
23.	M.	Kandeva	109,119,129,139
24.	Vessela	Karlova	157, 167, 231
25.	Boris	Kirov	167
26.	Jordan	Kralev	297, 325, 371
27.	Veselin	Kunchev	297
28.	Kiril	Kyosev	307
29.	Aleksandar	Marinchev	173
30.	Marin B.	Marinov	231

	author		article
31.	Štefan	Kozák	401
32.	Asparuh	Markovski	317
33.	Alexander	Mitov	325
34.	Maria	Nenova	279
35.	Anton	Nikitov	15
36.	D.	Nikolov	99
37.	K.	Nikolov	109,119,129,139
38.	Emil	Nikolov	183, 193, 203
39.	Nikolay	Nikolov	371
40.	Nina G.	Nikolova	211
41.	Ognyana	Ognyanova	335
42.	Antonia	Pandelova	241
43.	Alexander	Panteleev	221
44.	Kamen	Perev	345
45.	Petko	Petkov	371
46.	Teofana	Puleva	335, 355
47.	Bozhidar	Rakov	307, 363
48.	Georgi	Ruzhekov	307, 363
49.	Sherif	Sherif	297
50.	Danail	Slavov	43, 53
51.	Tsonyo	Slavov	287,297,287,371
52.	Desislava	Stoitseva	157
53.	Hristo	Stoyanov	63
54.	Nikolay	Stoyanov	241
55.	Ivan P.	Topalov	231
56.	Docho	Tsankov	63, 73
57.	Atanas	Yanev	391
58.	Andrey	Yonchev	381
59.	Vladimir	Zamanov	149
60.	Marin	Zhilevski	81

PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 69 Issue 2 (2019)

pages	articles	authors
410	43	60

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ЛАЗЕРНО СКАНИРАНЕ ЗА ЛОКАЛИЗАЦИЯ НА КОЛЕСЕН МОБИЛЕН РОБОТ

Антон Никитов, Владимир Заманов

Резюме: *Точното определяне на положението на мобилни роботи е един от основните проблеми свързани с тяхното управление. Този доклад е посветен на проучването и реализирането на алгоритъм за локализация в затворено пространство. Целта е определяне на позицията и ориентацията на колесен мобилен робот в дефинирана равнинна работна зона, чрез използването на двумерни лазерни скенери. Разработван е алгоритъм и софтуер, който в реално време да предоставя обратна връзка за моментното положение на робота в равнината.*
Ключови думи*: колесен мобилен робот, равнинен лазерен скенер, локализация*

A LASER SCANNING FOR MOBILE ROBOT LOCALIZATION

Anton Nikitov, Vladimir Zamanov

Abstract: *Accurate determination of the position of mobile robots is one of the main problems related to their control. This paper is dedicated to research and developing a localization algorithm in a closed space. The goal is to determine the position and orientation of a wheeled mobile robot in a defined flat working area using two-dimensional laser scanner. For this purpose is being developed an algorithm and a software, which it can provide real time feedback for the current position of the robot in the working area.*
Keywords*: wheeled mobile robot, two-dimensional laser scanner, localization*

1. УВОД

Колесните мобилни роботи притежават редица специфични възможности, като най-често те се използват за транспортни, информационни или технологични операции с автономно управление в сгради и съоръжения.

Първа задача за автономна навигация е еднозначното локализиране в работната сцена, като за решаването на тази задача се разчита на абсолютни сензори, които се намират върху робота или са неподвижни в работната сцена. Локализацията на база използването на относителни сензори за завъртане на колелата (одометрия) е неточна при продължителни движения, поради механични проблеми (приплъзване и грапавини по терена). Натрупаните грешки водят до отклоняване на мобилния робот от крайната точка. За решението на този проблем е

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

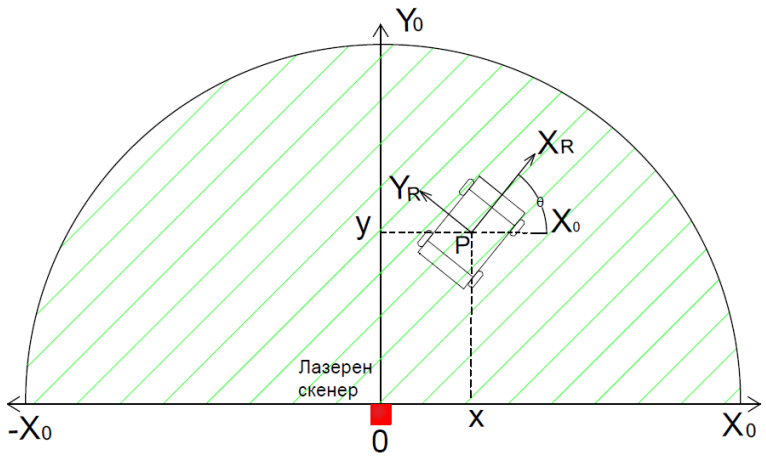
ISSN 1311-0829

необходимо, нулиране на броячите определящи позицията през малък интервал от време [1].
За правилното локализиране на един мобилен робот е важно, наличието на геометрична карта на работната зона и за разпознаване на околните обекти. Формирането на такава карта и намиране положението на мобилният робот е бързо, и ефективно чрез използването на лазерно сканиране.
Равнинните (2D) лазерни скенери за мобилните роботи притежават компактни размери, малко тегло, ниска консумация, стандартизиран интерфейс и работен диапазон от 4 до 100м. Тяхното основно приложение е като сензори за локализиране и картографиране.
Локализирането на един мобилен робот, чрез използването такъв вид сензори се осъществява по два основни метода:

- Поставянето на един или повече лазерни скенери върху или по периферията на робота [2].
- Статично поставяне на лазерни скенери върху хоризонталната равнина, осигуряваща постоянен изглед към робота [3].

Публикацията представя проучване и разработване на модел за определяне на позицията и ориентацията на колесен мобилен робот с дефинирана карта на работната сцена, чрез използването на външен равнинен лазерен скенер. Разглеждат се малките мобилни роботи движещи се в сгради [4].
За работа на мобилния робот в пространства с голяма площ и при ограничения на сканиращата възможност, се използва подход за сканиране с повече от един сензор. При този тип локализиране е необходима работна зона осигуряваща добра видимост на робота.
Свалянето на скенера от тялото на робота води до намаляване на собственото му тегло и намаляване на консумираната енергия, което удължава времето за автономна работа на робота. Облекчава се работата на контролера, като за обработка на снеманите от скенера данните се използва външен компютър и безжична комуникационна мрежа.

2. ЛОКАЛИЗАЦИЯ НА КОЛЕСЕН МОБИЛЕН РОБОТ ЧРЕЗ СТАТИЧНО 2D ЛАЗЕРНО СКАНИРАНЕ

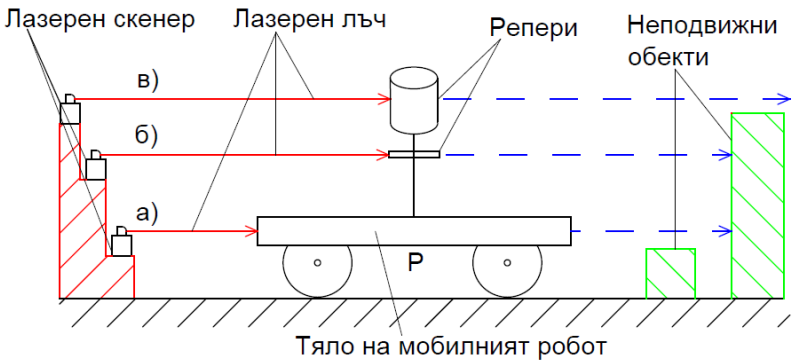


Фиг.1. Работна сцена с мобилен робот и статичен лазерен скенер

Работната сцена на мобилния робот и статично поставеният равнинен лазерен скенер е показано на фиг.1. Положението на робота спрямо основата се определя на база неговите абсолютни координати [x, y] в неподвижна координатна система, обозначена като $\{OX_oY_o\}$. Към тялото на мобилната платформа е фиксира собствена (локална) координатна система $\{PX_RY_R\}$ с полюс, геометричният център – P. Ъгълът θ е завъртането на локалната координатна система (PX_RY_R) спрямо неподвижната координатна система (OX_oY_o). Така положението на робота се определя чрез вектора $(x,y,\theta)^T$ [4].

Разглеждат се три различни варианта на сканиране:

а) Първият вариант е сканиране в хоризонталната равнина на тялото на робота, показано на фиг.2,а). Тази постановка осигурява необходимите данни за еднозначното локализиране на мобилният робот в работната сцена.

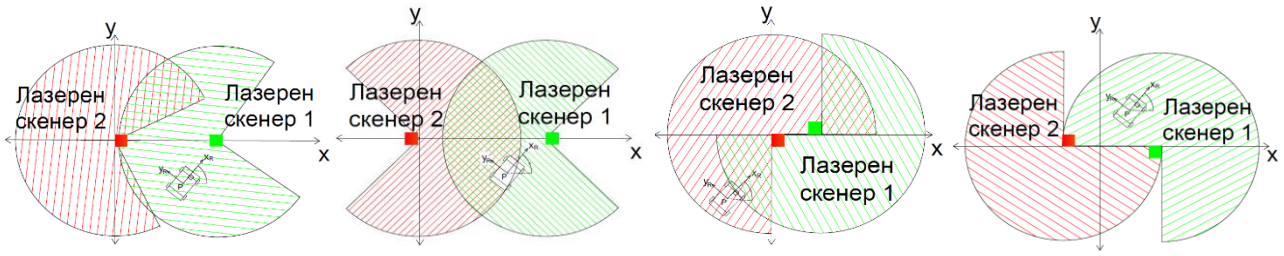


Фиг.2 Варианти за локализиране на мобилен робот посредством статично сканиране

б) Втори вариант е издигането на целеви репер върху него (фиг.2,б). Лазерният лъч достига безпрепятствено до тях. Необходимо е реперът да бъде с форма, чрез която може да се определи ориентацията θ.

в) Трети вариант е чрез използването на цилиндричен репер (фиг.2,в), който от своя страна ще допринесе за точното определяне на позицията на робота P(x,y), но ъгълът който определя ориентацията θ остава неопределен.

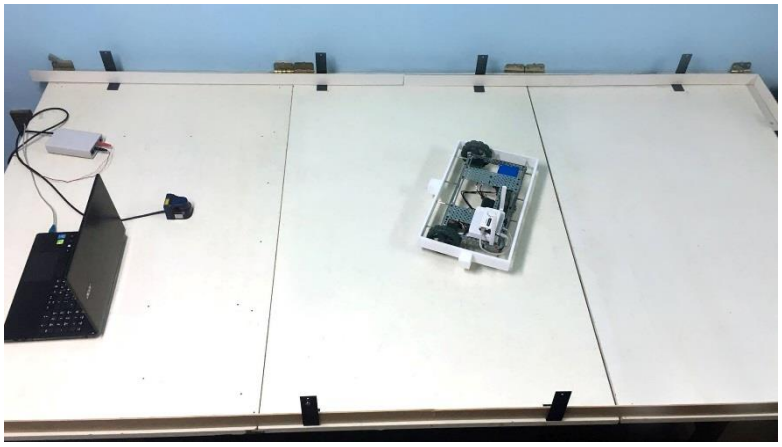
Варианти за поставяне на повече от един скенер са показани на фиг.3. Целта е покриване на голям периметър от работната сцена, като по този начин успешно би се преодолял проблема с наличието на обекти в близост до робота. Недостатък е повишаване сложността и времето за изчисление на моментното положение на робота.



Фиг.3. Използване на два статични лазерни скенера за увеличаване на сканираната зона

3. ЛАБОРАТОРНА ПОСТАНОВКА И СОФТУЕРНА РЕАЛИЗАЦИЯ

В лабораторни условия е изградена опитна постановка (фиг.4), чиято цел е реализирането на задачата за локализиране на колесен мобилен робот. Осъществен с методът за сканиране на тялото му, посредством използването на статичен равнинен лазерен скенер. По периферията на работното поле с размери [2370x1420mm] е поставена ограничителна преграда, върху която да попада сканиращият лъч изпратен от лазерния скенер. Целта е ограничаване на видимото поле на скенера и получаването на ясно дефинирана работна сцена.

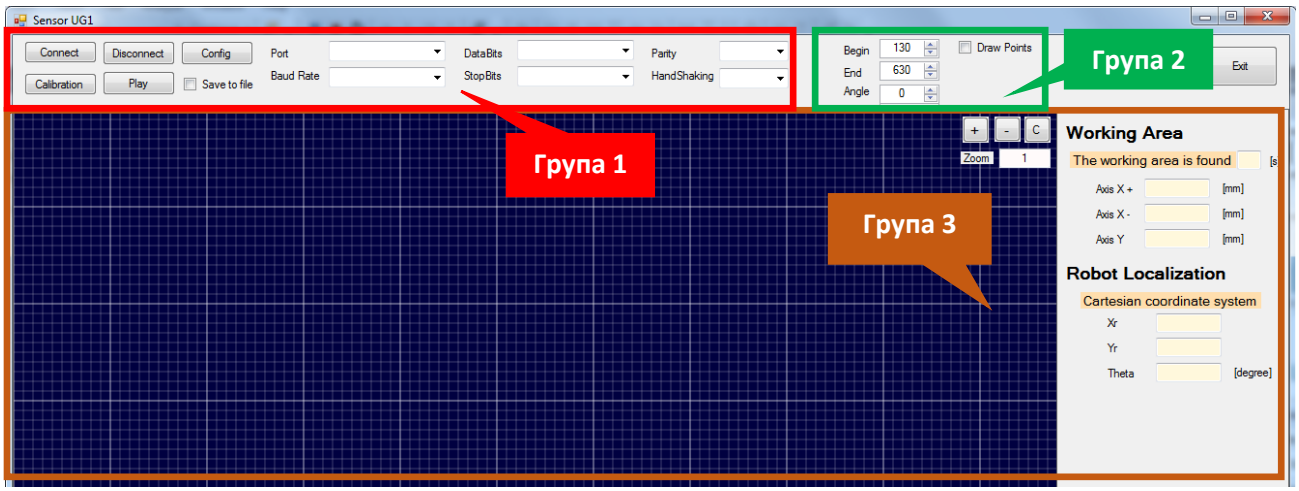


Фиг.4. Експериментална постановка - общ изглед

За експериментите е използван лабораторен мобилен робот 3OWMP, попадащ в класа на омниколесните мобилни роботи. Управлението му се осъществява отдалечено, посредством изградена безжична комуникационна мрежа [5]. Тялото му се интерпретира като правоъгълник с размери [490x290 mm].
Използваният лазерен скенер е HOKUYO UBG-04LX-F01, с ъгъл на сканиране 240°, обхват от 0,02 до 5.6м и разделителна способност 0,36°. Точността му е ±10мм при разстояние 0.06 до 1м или 1% от измерваната дистанция при разстояние в диапазона от 1 до 4м. За снемането и обработването на данните от сензора се използва външен компютър и се разработва специализиран софтуер.

За осъществяване обработката на данните от сензора и реализацията на алгоритъма за локализация на робота, е разработено Windows съвместимо приложение с помощта на Microsoft Visual Studio 2017, и е използван програмният език C#. На фиг.5 е показан началният екран на приложението.
Обособени са условно три групи полета: *група 1* - инициализираща част, чрез бутоните *[Config], [Connect]* и *[Disconect]* се реализира настройката за предаването на данните от лазерният скенер към компютъра, осъществява се и се деактивира връзката между двете устройва. Бутоните *[Save to file]* и *[Play]* осигуряват възможността за запазване на данните повреме на работа и последващото им възпроизвеждане, без да е необходимо наличието на лазерен скенер; *група 2* - конфигурираща част, чрез бутоните *[Begin], [End], [Angle]* и *[Draw Points]* се позволява настройка на визуализацията на данните от сензора - задаване на начална и крайна точка на сканиране, ъгъл за завъртане на сканираната равнина и възможност за промяна графичното визуализиране на лъчите на сензора; *група 3*

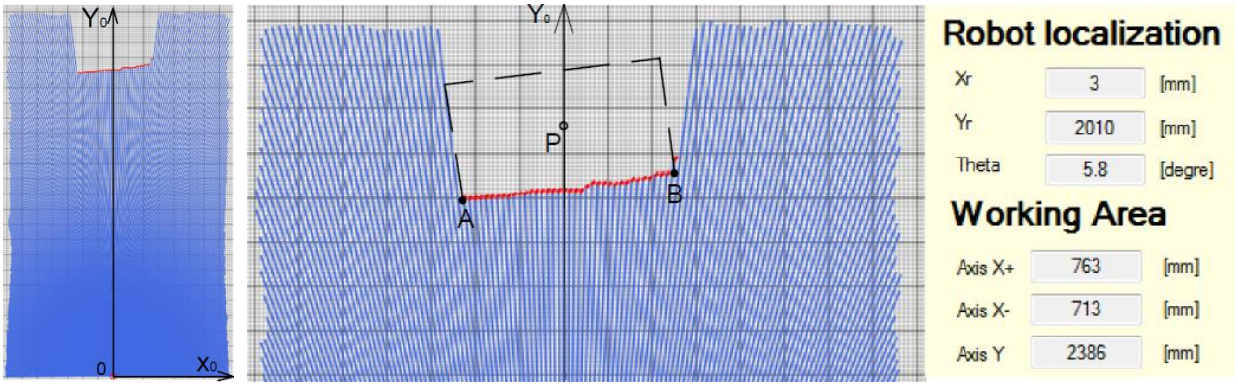
е визуализиращата част, представя графично получената информация от скенера, обработените данни за положението и ориентацията на робота, както и габаритните размери на помещението, в което ще се извършва локализацията.



Фиг.5. Основен изглед на разработваното приложение

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

За реализацията на експериментите е приложено софтуерно ограничение с цел намаляване сканиращият ъгъл до 180°. Реализирани са три различни случая за определяне положението на робота.



а) Общ изглед б) Детайлен изглед

Фиг.6. Локализиране при една видима страна на работа

Първият случай е за локализация на робота с една видима страна (фиг.6). Общият изглед на сканираната работна сцена е представен на фиг.6,а). На фиг.6,б) е показана видимата страна на робота, отсечката AB, както и изчислените контури на робота с неговият център P.

В този случай определянето на положението става посредством две характерни точки A и B. След получаването размера на отсечката AB и съпоставката ѝ с реалните габарити на робота, става възможно определянето на коя от страните се вижда (къса или дълга).

Мобилният робот има координати: x' = 6 mm, y' = 2015 mm и θ' = 10°, а след извършеното сканиране и изчисления, координати на роботът са: x'' = 3mm, y'' =

2010mm и θ" = 6° или 186°. В този случай ъгълът θ се определя неоднозначно, има две стойности, които са свързани с неопределеността, дали страната е предна или задна за робота.

При съпоставяне на реалните и получените резултати, грешките Δ от измерванията са:

$\Delta x = x' - x'' = 6 - 3 = 3mm$

$\Delta y = y' - y'' = 2015 - 2010 = 5mm$

$\Delta\theta = \theta' - \theta'' = 10 - 6 = 4^o$

Получените грешки са в рамките на точността за управлението на робота.

Вторият случай локализира мобилният робот (фиг.7) при две видими страни. Изчисленията са на база на отсечките AB и BC, които са две съседни страни на правоъгълника. Изчислена е формата и позицията на робота, двузначността по отношение на ориентацията му се запазва.

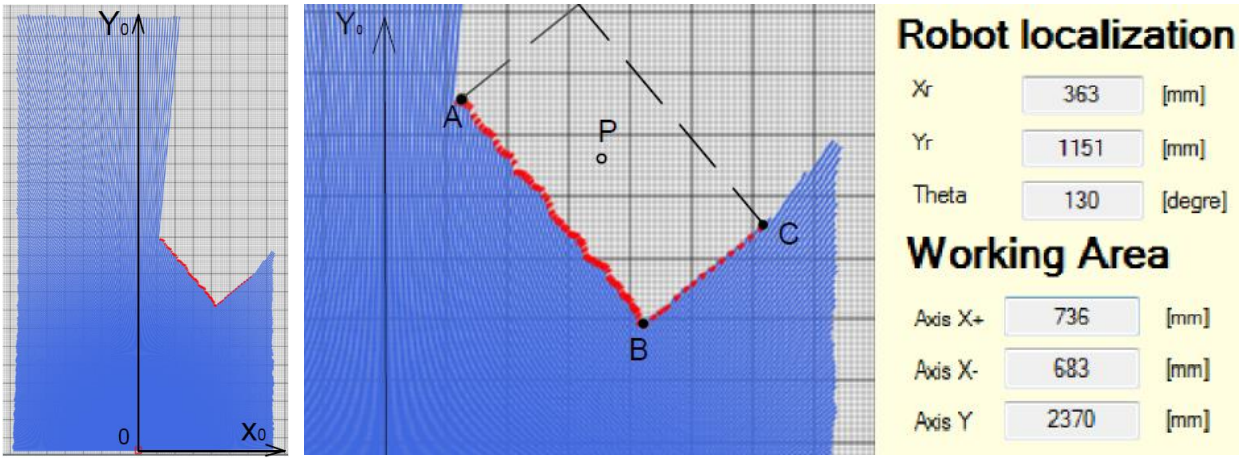
При зададени координати на робота x' = 385 mm, y' = 1053 mm и θ' = 140°, са изчислени: x" = 363mm, y" = 1151mm и θ" = 130° или 310°.

Грешките от измерванията са:

$\Delta x = x' - x'' = 385 - 363 = 22mm$

$\Delta y = y' - y'' = 1053 - 1151 = -62mm$

$\Delta\theta = \theta' - \theta'' = 140 - 130 = 10^o$

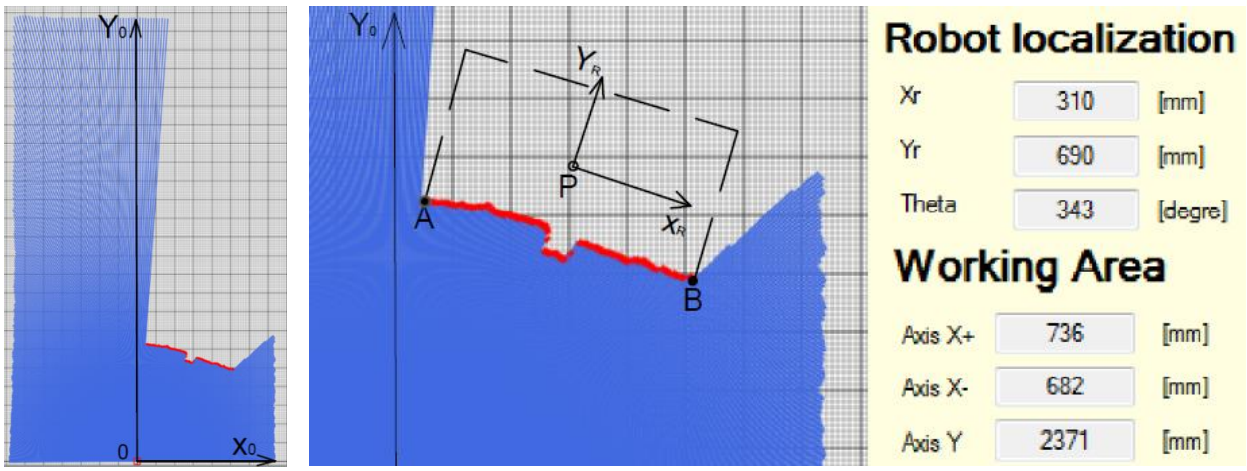


b) Общ изглед б) Детайлен изглед

Фиг.7. Локализиране при две видими страни на робота

Получените грешки са в рамките на възможностите на сензора и резултатите са удовлетворяващи за точността на управлението на робота.

В ***третият вариант*** (фиг.8) са поставени различими за сензора репери, върху дългата (предна) и късата (дясна), които позволяват да се определи еднозначно ориентацията на робота.



с) Общ изглед б) Детайлен изглед

Фиг.8. Локализиране при поставянето на репери

Реални координати на робота x' = 330 mm, y' =735 mm и θ' = 350^o. Софтуерно изчислени координати на робота x'' = 310 mm, y'' = 690 mm и θ'' = 343^o

$\Delta x = x' - x'' = 330 – 310 = 20mm$

$\Delta y = y' - y'' = 735 – 690 = 45mm$

$\Delta \theta = \theta' - \theta'' = 350 – 343 = 12^o$

След сравнение на измерената отсечка с известните ни размери на робота и наличието или отсъствието на репери, разбираме кои са видимите за сензора страни.

Получените x', y' и θ' описват еднозначно положението и ориентацията на мобилният робот, необходими за локализацията му в пространството.

Изчислените грешките по време на измерванията са съпоставими с грешката на сензора и са допустими за управлението на робота.

5. ИЗВОДИ

В статията се изгражда и анализира алгоритъм свързан с локализирането на колесен мобилен робот в затворено пространство. За тази цел е разработен софтуер, чрез който на база изчислените координати на робота в работната сцена той да бъде успешно локализиран.

В лабораторни условия е изградена експериментална опитна постановка със статично поставен лазерен скенер и лабораторен омниколесен мобилен робот, като опитно е реализирано локализиране в три характерни случая.

След проведените експерименти, получените резултати отговарят на поставените цели и дават възможност за бъдеща разработка на навигация на мобилният робот.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Borenstein J., and Feng L., Measurement and Correction of Systematic Odometry Errors in Mobile Robots, IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol 12, No 6, 1996, p. 5 – 6.

[2] Mertz C,.Navarro-Serment L, MacLachlan R, Rybski P, Steinfeld A, Suppe A, Urmson C, Vandapel N, Hebert M and Thorpe C, Duggins D, Gowdy J, Moving Object Detection with Laser Scanners, Journal of Field Robotics, Vol 30, 2013.

[3] Dekan M, Frantisek D, Andrej B, Jozef R, David R and Josip M, Moving obstacles detection based on laser range finder measurements, International Journal of Advanced Robotic Systems, 2018.

[4] Заманов В., Мобилни роботи, Технически университет-София, 2015.

[5] Заманов В., Мобилните роботи Локомоционни системи, Технически университет- София, 2012.

Автори: Антон Никитов, докторант, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *nikitov.anton@gmail.com*; **Владимир Заманов**, доц. д-р, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vzamanov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 25.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Иван Аврамов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ПОДОБРЯВАНЕ ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ НА АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ ЧРЕЗ ОПТИМИЗАЦИЯ НА МАГНИТНИЯ ПОТОК ПРИ УПРАВЛЕНИЕ

Камен Христов

Резюме: *Загубите в даден електродвигател в d и q координатни оси са балансирани, когато той е в работна точка с най-малки загуби, като за целта се използва регулатор, който има за задача да поддържа мотора в нея. Факторът на мощността може също да бъде използван като основна управляема величина за оптимизация на ефективността. Схемите, с управление на фактора на мощността имат предимството, че могат лесно да бъдат стабилизирани без да се нуждаят от предварителна информация за параметрите на двигателя.*
Ключови думи: *Минимизация на загуби, фактор на мощността, оптимизация на ефективността.*

ENERGY EFFICIENCY AMENDMENT OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVES BY OPTIMISATION OF THE MAGNETIC FLUX CONTROL

Kamen Hristov

Abstract: *Losses in a certain electric drive in d-q coordinate axes are stable when the drive is a working point where the losses are smallest, which imposes use of regulator which main task is to keep the motor in that working point. Power factor could be used as main controllable value for optimising the efficiency as well. Schemes, using power factor control have an advantage, that they can be settled without the need of preliminary information about the parameters of the motor.*
Keywords: *Loss minimisation, power factor, optimisation of the efficiency*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Загубите в асинхронните двигатели се състоят от загубите в медта и желязото, наличие на вихрови токове, загуби от хистерезис и механични загуби. Последните се пренебрегват, тъй като са малки в сравнение с другите две компоненти. Отчитайки тези особености изразът за сумарните загуби е от вида:

$$P = \frac{3}{2}\left[\left(i_{qs}^{e\,2} + i_{ds}^{e\,2}\right) r_s + \left(i_{qr}^{e\,2} + i_{dr}^{e\,2}\right) r_r + c_h \omega_e \psi_m^{e\,2} + c_e \omega_e \psi_m^{e\,2}\right] \quad (1)$$

където $\psi_m^{e^2}$ е потокът във въздушната междина, c_h и c_e са съответно коефициенти, отчитащи хистерезиса и токовете на Фуко [1],[4],[5]. При работа на двигателя с управление на роторното потокосцепление в установен режим $i_{dr}^{e} = 0$ и

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$, където L_r и L_m са роторната и взаимната индуктивности. Роторното потокосцепление и моментът на двигателя могат да бъдат записани с уравненията:

$$\psi_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \tag{2}$$

$$M_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\psi_{dr}^e i_{qs}^e \tag{3}$$

След заместване на уравненията за роторното потокосцепление и момента на двигателя в уравненията на напреженията, описващи двигателя с цел премахване на стойностите за статорните ток и потокосцепление се стига до изразите, описващи напреженията и токовете в зависимост от момента на двигателя и роторното потокосцепление:

$$V_{qs}^e = a_0 \psi_{dr}^e \omega_r + a_1 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \tag{4}$$

$$V_{ds}^e = -a_2 \psi_{dr}^e \omega_r + a_3 \frac{{M_e}^2}{{\psi_{dr}^e}^3} + a_4 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e}\omega_r \tag{5}$$

$$i_{qs}^e = a_5 \frac{M_e}{\psi_{dr}^e} \tag{6}$$

$$i_{ds}^e = a_6 \psi_{dr}^e \tag{7}$$

където a_0-a_6 са параметри на двигателя

$$a_0 = \left(\frac{L_m}{L_r} + \sigma\frac{L_s}{L_m}\right);\ a_1 = \frac{4}{3P}\left(r_r\left(\frac{L_m}{L_r} + \sigma\frac{L_s}{L_m}\right) + \frac{L_r}{L_m} r_s\right);\ a_2 = \frac{r_s}{L_m};\ a_3 = \frac{16\sigma}{9P^2}\frac{L_s L_r r_r}{L_m};\ a_4 = \frac{4\sigma}{3P}\frac{L_s L_r}{L_m};$$

$$a_5 = \frac{4}{3P}\frac{L_r}{L_m};\ a_6 = \frac{1}{L_m};$$

Изразът за фактора на мощността е от вида:

$$\cos\varphi = \frac{V_{sq}^e i_{sq}^e + V_{sd}^e i_{sd}^e}{\sqrt{{V_{sq}^e}^2 + {V_{sd}^e}^2}\sqrt{{i_{sq}^e}^2 + {i_{sd}^e}^2}} \tag{8}$$

2. МОДЕЛ ЗА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ЗАГУБИТЕ

Моделът за оптимизация на загубите е представен чрез използване на целевата функция $i_{sd} = f(i_{sq})$, включваща две компоненти на статорния ток за минимизиране на загубите в медта. Загубите на мощност се изчисляват по формулата:

$$\Delta P_t = \sigma l_s\left(i_{sd}\frac{di_{sd}}{dt} + i_{sq}\frac{di_{sq}}{dt}\right) - \frac{L_m}{\tau_r L_r}\phi_{rd} i_{sd} + \left(r_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}\right)(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \tag{9}$$

$$\Delta P_t \to \min \tag{10}$$

при условие

$$m_M = p\frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = b i_{sd} i_{sq} = const \tag{11}$$

Съгласно теоремата на Лагранж, необходимото условие за съществуване на локален екстремум с ограничения от тип равенства е:

$$L\left(i_{sd}, i_{sq}, \lambda\right) = \lambda_0 \Delta P_t^{'}\left(i_{sd}, i_{sq}\right) + \sum_{j=1}^{s} \lambda_j h_j^{'}\left(i_{sd}, i_{sq}\right) = 0 \tag{12}$$

където $\lambda_0 - \lambda_j$ са множители на Лагранж, като не всички са равни на нула.

$$L\left(i_{sd}, i_{sq}, \lambda_0, \lambda_1\right) = \lambda_0 r_s \left[i_{sd}^2 + \left(1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}\right) i_{sq}^2 \right] + \lambda_1 \left(i_{sd} i_{sq}\right) + b \tag{13}$$

Ако i_{sd}, i_{sq} е оптимално решение, то съществуват множители на Лагранж $\left(\lambda_0, \lambda_1\right) \neq (0,0)$, такива че

$$L_{i_{sd}}^{'} \equiv 2\lambda_0 r_s i_{sd} + \lambda_1 i_{sq} = 0 \tag{14}$$

$$L_{i_{sd}}^{'} \equiv 2\lambda_0 r_s \left(1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}\right) i_{sq} + \lambda_1 i_{sq} = 0 \tag{15}$$

$$2 r_s i_{sd} + \lambda_1 i_{sq} = 0 \tag{16}$$

$$2 r_s \left(1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}\right) i_{sq} + \lambda_1 i_{sq} = 0 \tag{17}$$

$$i_{sd} = -\frac{\lambda_1}{2 r_s} i_{sq} \tag{18}$$

$$i_{sd} = -\frac{2 r_s \left(1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}\right) i_{sq}}{\lambda_1} \Rightarrow -\frac{\lambda_1}{2 r_s} \tag{19}$$

$$\lambda_1 = \pm 2 r_s \sqrt{1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}} \tag{20}$$

$$i_{sd} = \left(1 + \frac{L_m^2}{r_s L_r \tau_r}\right)^{\frac{1}{2}} i_{sq} \tag{21}$$

2.1. СЪСТАВЯНЕ НА МОДЕЛ В СИМУЛАЦИОННАТА СРЕДА Matlab/Simulink НА СИСТЕМАТА ЗА ИНДИРЕКТНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ

На базата на уравнения (14)-(21) е съставен модел на двигател, описан в статорна координатна система в симулационната среда Matlab/Simulink. Моделирана е системата за индиректно векторно управление (IFOC) - с идеализиран инвертор на ток (без отчитане на комутационните процеси) с релейни хистерезисни регулатори и отрицателна обратна връзка по роторна скорост (фиг.1) [1],[2],[6].

Методът за индиректното векторно управление е сходен на метода с директно векторно управление с изключение на това, че се използват оценените стойности на скоростта и хлъзгането. Управлението по полето се извършва спрямо вектора на роторното потокосцепление [3],[4],[7].

Информация за големината на роторното потокосцепление се взима от наблюдател, докато честотата на роторното поле се изчислява или оценява спрямо стойността на товарния момент. Използва се отслабване на полето на системата с цел управление на скоростта, когато тя стане по-голяма от номиналната. Прилага се управление в *d-q* координатна система. От тези зависимости може да се изведе стойността за честотата на хлъзгане и електромагнитния момент:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\psi_r L_r} i_{sq} \tag{22}$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\psi_r i_{sq} \tag{23}$$

С цел опростяване на изразите и без да се отчитат загубите, всички параметри на мотора са идеализирани с изключение на статорното съпротивление и товарният момент, които са дадени като неизвестна константа. При индиректното векторно управление статорните токове се избират спрямо формулата:

$$u = e^{J\rho_d}\begin{bmatrix} \beta \\ \dfrac{T_d}{\beta} \end{bmatrix} \tag{24}$$

където β е константата на роторното потокосцепление.

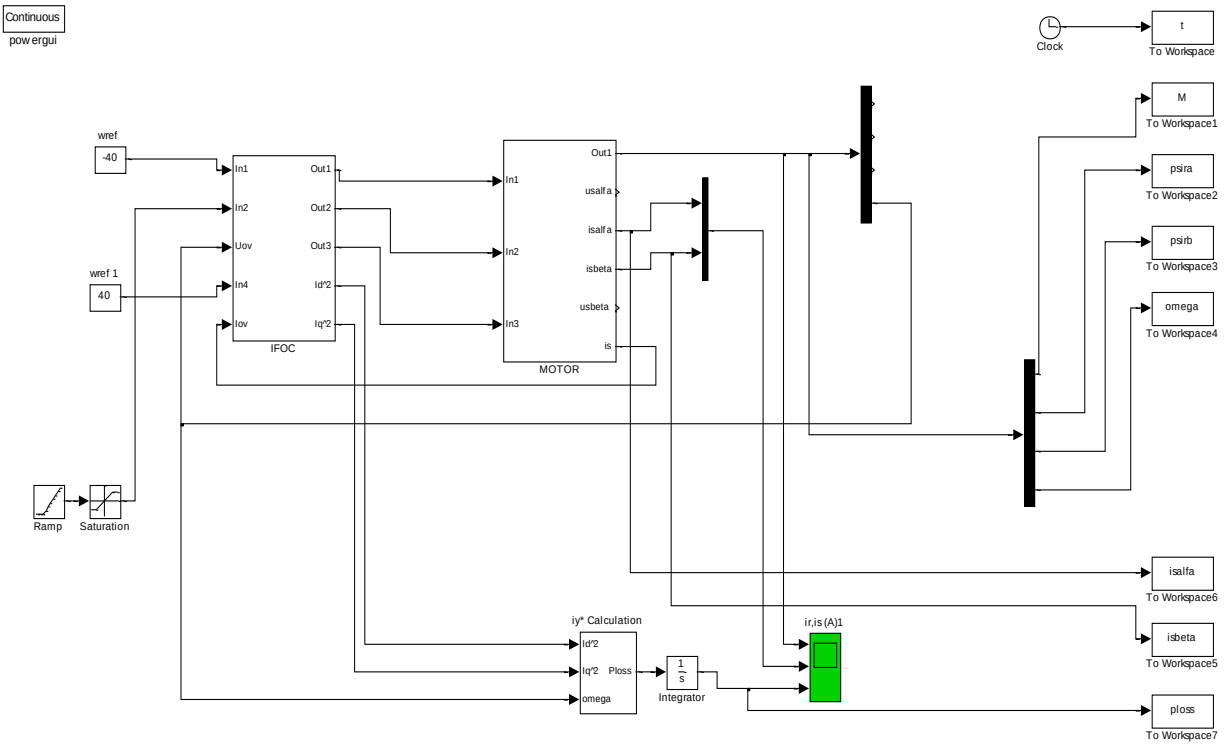
Ъгълът на изискваното роторно потокосцепление е

$$\dot{\rho}_d = \frac{\hat{R}_r}{\beta^2} T_d \tag{25}$$

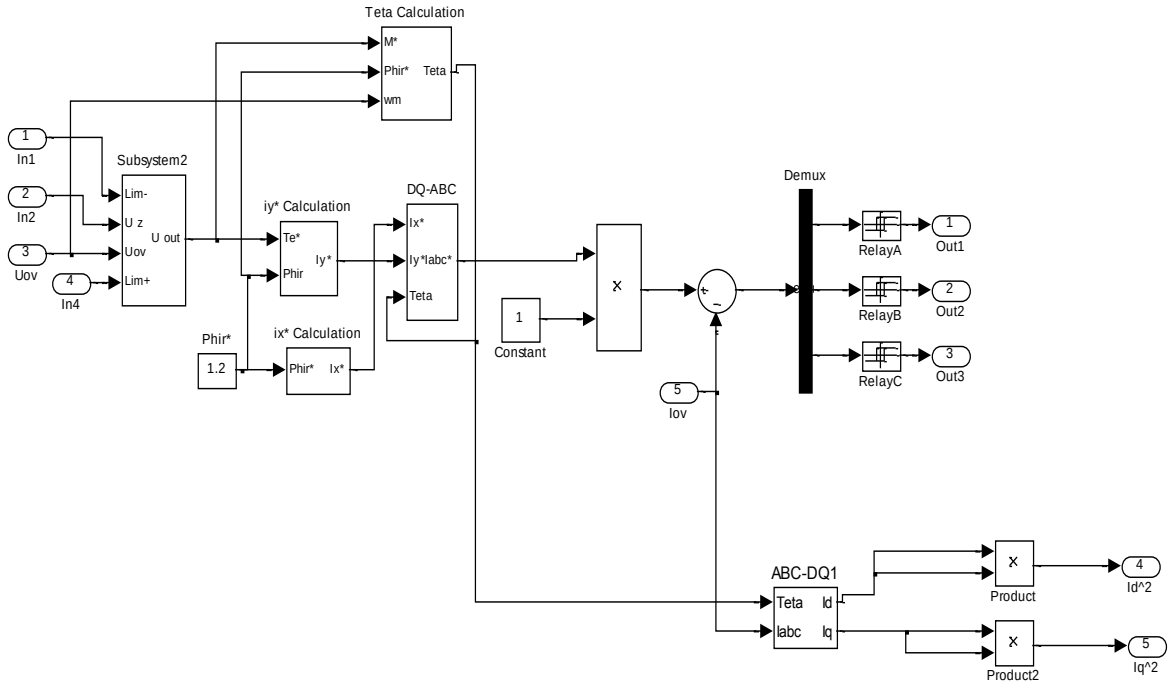
където $\hat{R}_r$ е константата на оценено роторно съпротивление. Изискваният момент е M_d. При системи за управление на скоростта най-често се използва ПИ регулатор в обратната връзка по скорост зададен във вида

$$M_d = -\left(K_p + \frac{K_I}{p}\right)(\omega - \omega_d) \tag{26}$$

където ω_d е желаната скорост, която се задава като константна величина, p е диференциалният оператор, а K_p и K_I са коефициентите за настройка на регулатора.



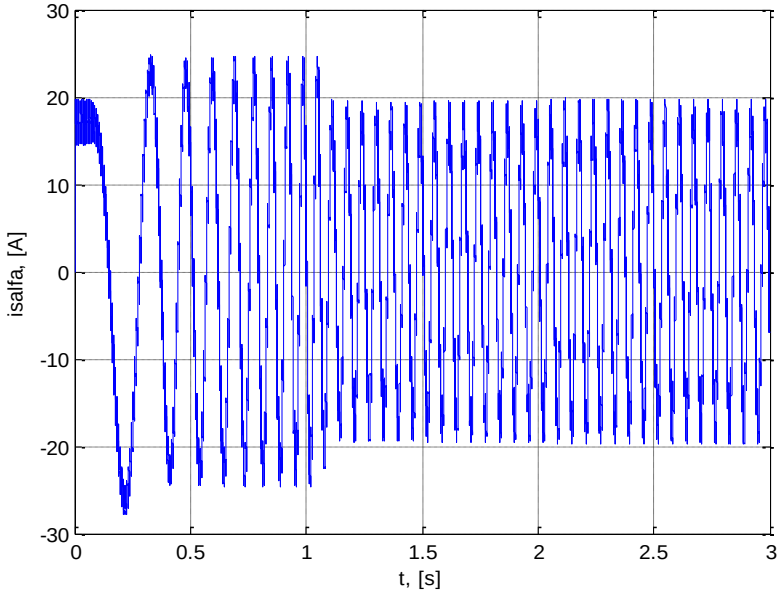
Фиг.1. *Модел на система за индиректно векторно управление и двигател в симулационната среда Matlab/Simulink*



Фиг.2. *Модел на подсистемата за прилагане на законите за индиректното векторно управление*

Подсистемата (фиг.2), означена като IFOC на фиг.1 реализира индиректно векторно управление с ориентация по роторното потокосцепление, като задава честотата на хлъзгане на роторния поток спрямо ротора, по зададените стойности на модула на вектора на роторното потокосцепление и желания въртящ момент[8],[9],[10]. Външният контур е по роторната скорост и ПИД – регулатор с

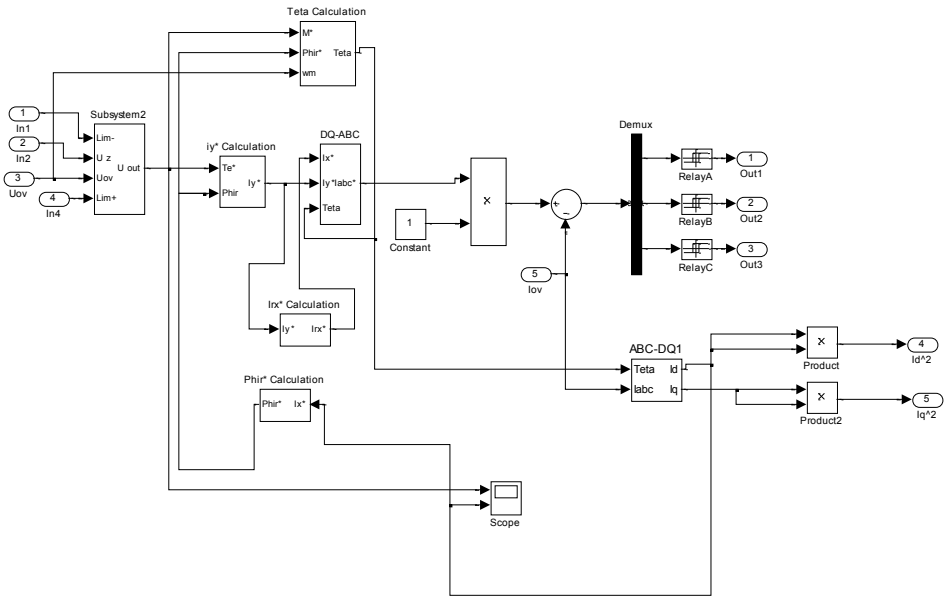
ограничение на изходното напрежение, т.е. налице е ограничение на заданието за въртящ момент, а следователно и на статорните токове (фиг.3).



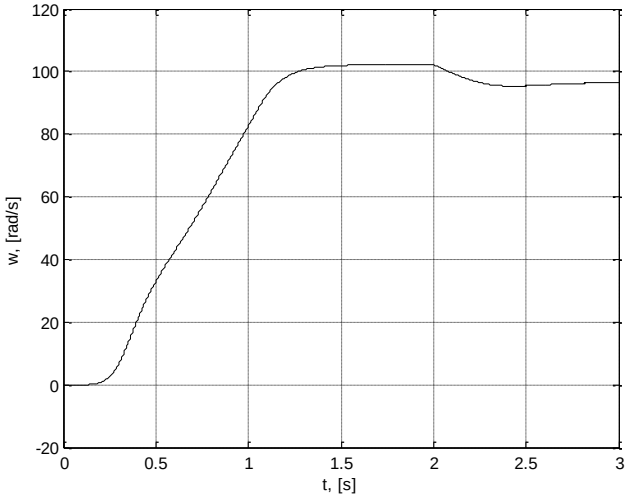
Фиг.3. *Статорен ток във фаза* α

3. ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИСТЕМАТА С ВЪВЕДЕНА ОБРАТНА ВРЪЗКА ПО ТОК С ЦЕЛ ПОВИШАВАНЕ НА ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ

След проведени симулационни изследвания на системата и установено поведение на моделираната система за индиректно векторно управление, с цел повишаване качеството на процесите и повишаване на енергийната ефективност бе въведена обратна връзка по статорен ток, взимаща информация от съставната на тока I_d, която се използва за изчисляване на роторното потокосцепление. То от своя страна участва във формирането на ъгловата позиция θ, както и във формирането на сигнали, използвани за обратната трансформация на Кларк.

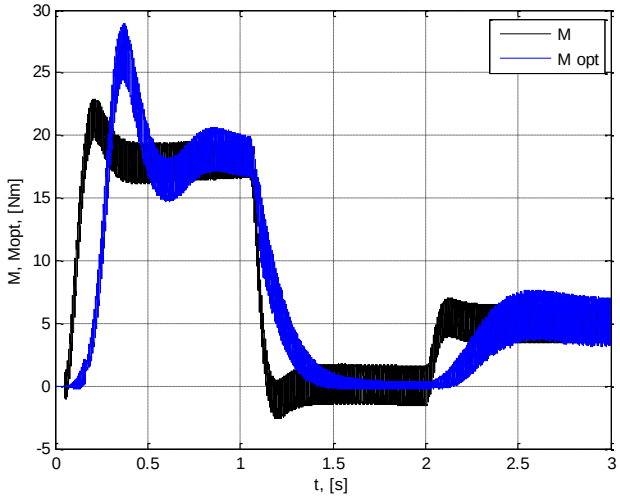


Фиг.4. *Блокова схема на системата за индиректно векторно управление с въведена допълнителна обратна връзка за намагнитващия ток.*

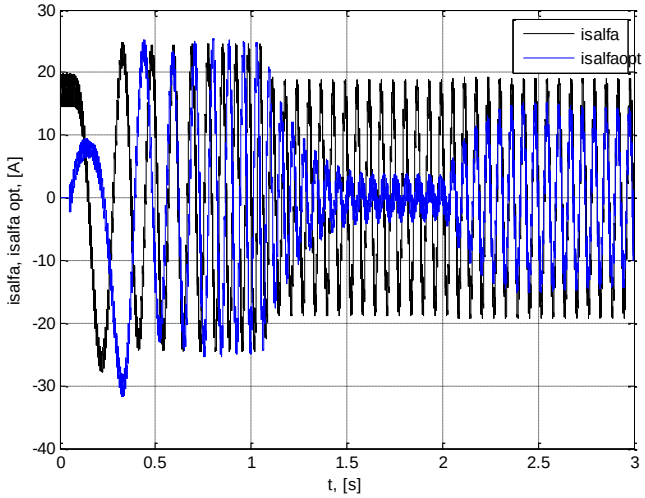


Фиг.5. *Ъглова скорост на двигателя в оптимизираната система*

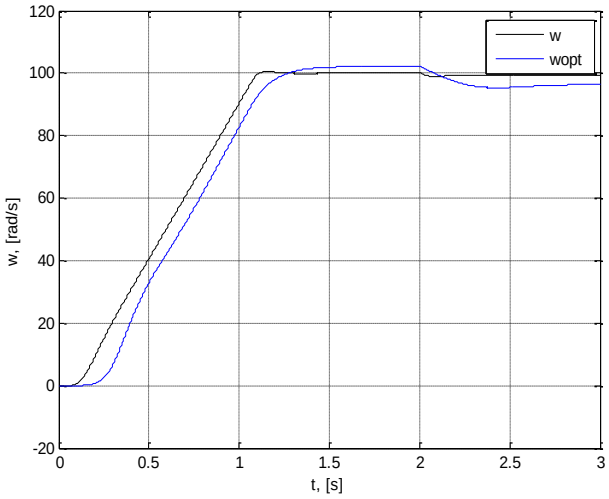
За целите на сравнителния анализ на опитните данни са показани симулационни резултати от проведените експерименти при двете системи (преди и след въвеждане на обратна връзка към намагнитващия ток).



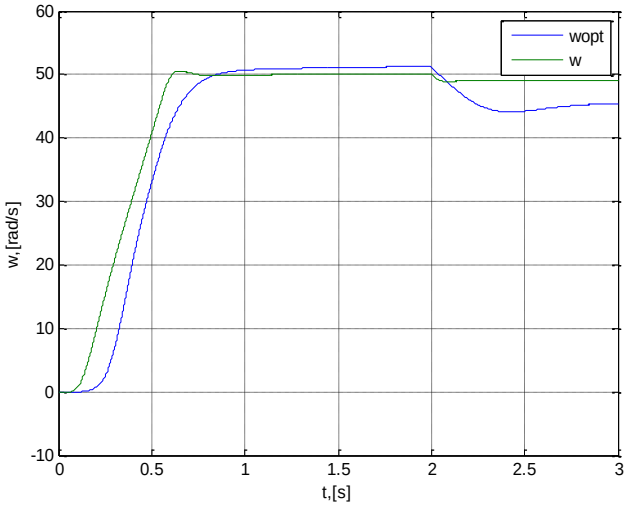
Фиг.6. *Преходни процеси на момента на двигателя при двете системи.*



Фиг.7. *Реакция на статорния ток в $\alpha - \beta$ координатна система*



Фиг.8. *Преходни процеси на скоростта на двигателя при двете системи при 100 rad/s*



Фиг.9. *Преходни процеси на скоростта на двигателя при двете системи при 50 rad/s*

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От резултатите от проведените симулации може да бъде направен извод, че при първоначалната моделирана система преходният процес на скоростта на двигателя се установява с 0,3 s по-бавно, а пререгулирането е с 2% по-голямо, спрямо оптимизираната система. При оптимизирането на системата при първоначално развъртане на двигателя се наблюдава по-голямо пререгулиране, за сметка на по-бързата реакция на регулаторите и съответно по-бързо достигане до установен режим (фиг.6). Токът в статорната намотка е по-малък след оптимизирането на системата (фиг.7). При скорости от 100 rad/s и 50 rad/s преходният процес на скоростта на оптимизираната система е с по-голямо време за установяване (0.3s), а пререгулирането е намалено с 10% спрямо първоначално моделираната система, което води до ограничаване на тока в статорните намотки (фиг.8, фиг.9).

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Йончев Е. „Безсензорно управляеми асинхронни електрозадвижвания” – дисертация, ТУ-София, 2010

[2]. 99% Efficient AC/DC Converter Topologies, Power Electronics Europe 3/2011

[3]. P. Famouri and J. J. Cathey, “*Loss minimization control of an induction motor drive*” IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 27, no.1, pp. 32-37, 1991.

[4]. I. Kioskesidis and N. Margaris, “*Loss minimization in scalar controlled induction motor drives with search controller*” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 213-220, 1996.

[5]. J. Li, L. Xu, and Z, Zhang, “*A new efficiency optimization method on vector control of induction motor*” in Proc. IEEE Conf. Electrical Machines and Drives, 2005, pp. 1995-2001.

[6]. F. C. Lin and S. M. Yang, “*On-line tuning of an efficiency optimized vector controlled induction motor drive*” Tam Kang Journal of Science and Engineering, vol. 6, no. 2, pp. 103-110, 2003.

[7]. M. N. Uddin and S. W. Nam, *"New Online LossMinimization-Based Contro,"* IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 926 - 933, March 2008.

[8]. G. Dong and O. Ojo, "*Efficiency optimizing control of induction motor using natural variables"* IEEE transaction on industrial electronics, vol. 53, no. 6, pp. 1791-1798, December 2006.

[9]. M. C. Ta, C. Chakravorty and Y. Hori, *"Efficiency maximization of induction motor drives for electric vehicles based on actual measurement of input power"* in IEEE conference IECON'O, 2001.

[10]. S. Vaez-Zadeh and F. Hendi, “*A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives*”, Energy Conversion and Management 46 (2005) 701-13

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

Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент**: проф. д-р Тодор Йонков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ С МАТРИЧНИ ИНВЕРТОРИ

Владимир Христов

Резюме: *В настоящата статия са разгледани матрични инвертори за управление на асинхронни електрозадвижвания. Матричните инвертори представляват нов клас инвертори, които служат за преобразуване на напрежението директно от променливо в променливо напрежение. При тях липсва изправителната част, както при конвенционалните честотни инвертори, което ги прави актуални в енергоспестяването на енергия. Направен е обзор и анализ на видовете методи за комутация на полупроводниковите ключове, както и на видовете управления използвани при матричните инвертори.*
Ключови думи: *матрични инвертори, връщане на енергия, вентурини, циклоконвертори*

CONTROL OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH MATRIX INVERTER

Vladimir Hristov

Abstract: *This article discusses matrix inverters for controlling asynchronous electric drives. Matrix inverters represent a new class of inverters that serve to convert the voltage directly from AC to AC. They lack the rectifying part of conventional frequency inverters, which makes them more energy-efficient. An overview and analysis of the types of switching methods of the semiconductor switches and the types of controls used in the matrix inverters are made.*
Keywords: *matrix invertor, back to energy, venturini, cyclokonvertori, cycloconverters*

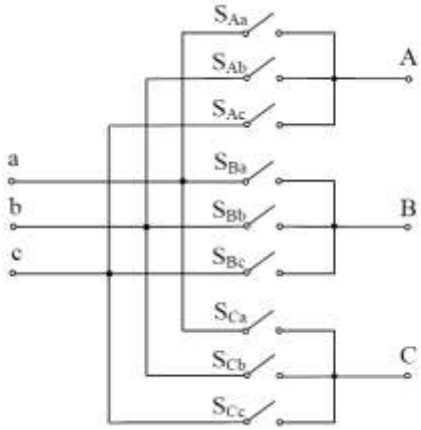
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Матричните инвертори са видове честотни преобразуватели, които предлагат работа с изключително ниски хармоници, висока ефективност на AC-AC преобразуването и икономия от по-ниска консумация на енергия и по-малки загуби. Като цяло матричните преобразуватели са трифазни изкуствено комутирани цикloконвертори свързани към трифазна мрежа. Изградени са от девет двупосочни ключа свързващи входните и изходните фази. На фиг.1 е показана основната схема на матричния преобразувател [2,9]. Основната топология на матричния преобразувател е първоначално представена през 1976-та година от Гиуги Пели, като управлението и конфигурацията се представят от Вентурини през 1980-та. Тогава започва да се увеличава и интересът към директното честотно AC-AC пре-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

образуване и се разглежда като ефективен начин за преобразуване на електрически мощности при трифазни електрозадвижания с непрекъснато захранване, променлива честота и контрол на управлението [2,10].



Фиг.1. Схема на трифазен матричен преобразувател.

Фиг.2. Матричен инвертор U1000

На фиг.2 е показан модел на матричен инвертор U1000 на фирмата YASKAWA, който е пуснат в масова продажба [5]. Сравнявайки го с конвенционалните AC-DC-AC честотни инвертори, матричният инвертор е с доста по-добри характеристики като основните му предимства са: по-чиста енергия и изключително чисти хармоници на входа на регулатора; висока ефективност на AC-AC преобразуване, без постояннотокова DC връзка; пестене на енергия посредством връщане на енергия при спиране; икономия от по-ниска консумация на енергия и по-малки загуби; по-малко време за монтаж и окабеляване; по-малко части за по-висока надеждност [5]. Матричният преобразувател поддържа чист синусоидален ток и предлага много по-надеждна и безопасна работа на системата, в сравнение с конвенционалният честотен инвертор. Основните недостатъци на матричният преобразувател са ограничението на входно-изходното напрежение (0.866) и по-сложното управление, за което трябва да се взимат мерки за комутацията и защитата, както и по-високата цена. Върнатата енергия може да се използва за осветление, вентилация и други консуматори. Самите конвертори притежават по-ниска консумация на енергия спрямо конвенционалните конвертори. На фиг.3 са показани схематично основните предимства и приложения на матричните инвертори [5].

2. МЕТОДИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА МАТРИЧНИ ИНВЕРТОРИ

- **Метод на Вентурини**

Този метод за управление е базиран на математически подход за анализ на предавателната функция. При даден набор от входни напрежения с постоянна амплитуда U_i и честота $f_i=\omega_i/2\pi$, се правят изчисления за превключване на деветте двупосочни ключа във веригата и се генерират трифазните изходни напрежения чрез последователно вземане на проби от входните вълни. Тези изходни напрежения U_o следват предварително определен набор от желани форми на напрежение с входните токове I_i, където ъгловата честота ω_i трябва да бъде във фаза за съвместимост на междинна разпределителна платка-IDF или със специфичен

ъгъл за контролиране IDF [3].

Фиг.3. Схеми описващи основните процеси при работа с матричен инвертор.

За постигането на тези характеристики са нужни определени формули и съотношения между входните и изходните токове и напрежения, а именно [2,3,8,9]:

$$\begin{bmatrix} U_{o1}(t) \\ U_{o2}(t) \\ U_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t)\, m_{12}(t)\, m_{13}(t) \\ m_{21}(t)\, m_{22}(t)\, m_{23}(t) \\ m_{31}(t)\, m_{32}(t)\, m_{33}(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{i1}(t) \\ U_{i2}(t) \\ U_{i3}(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t)\, m_{21}(t)\, m_{31}(t) \\ m_{12}(t)\, m_{22}(t)\, m_{32}(t) \\ m_{13}(t)\, m_{23}(t)\, m_{32}(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

където m_{ij} са елементите на матрицата за модулация представляващи работните цикли на превключване на изходната фаза i и входната фаза j в интервала на превключване на една проба [2,3,8,9]. Елементите на матрицата m_{ij} имат следните ограничения:

$$0 \le m_{ij}(t); \quad \sum_{j=1}^{3} m_{ij} = 1, (i = 1,2,3).$$

За настройването на желаното напрежение, за достигане на максимална стойност на напрежение за съвместимост на IDF се използва (3), където: U_{om} и U_{im} са желаните напрежения получени от съответната ъглова честота ω_o и ω_i.:

$$\begin{bmatrix} U_{o1}(t) \\ U_{o2}(t) \\ U_{o3}(t) \end{bmatrix} = U_{om} \begin{bmatrix} cos\omega_o t \\ \cos(\omega_o t - 120°) \\ \cos(\omega_o t - 240°) \end{bmatrix} + \frac{U_{im}}{4} \begin{bmatrix} cos(3\omega_i t) \\ cos(3\omega_i t) \\ cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} - \frac{U_{om}}{6} \begin{bmatrix} cos(3\omega_o t) \\ cos(3\omega_o t) \\ cos(3\omega_o t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

За да е изпълнено условието за съвместимост на IDF, то преобразуваната формула за матрицата на модулация е:

$$m_{ij} = \frac{1}{3}\Big\{(1 + 2qcos(\omega_i t - 2(j-1)60°) \times \Big[\cos\Big(\omega_o t - 2(i-1)60° + \frac{2}{2\sqrt{3}} cos(3\omega_i t\Big) - \frac{1}{6} cos(3\omega_i t)\Big] - \frac{2q}{3\sqrt{3}}[cos(4\omega_i t - 2(j-1)60° - cos(2\omega_i t - 2(1-j)60°]\Big\} \quad (4)$$

$q = U_{om}/U_{im}$.

Този метод се базира на директна предавателна функция като се използва модулационна матрица на матричния преобразувател, използващ комбинации на превключване и от трите групи.

- **Метод с векторна модулация**

Методът с векторна модулация представлява управление с широчинно импулсна модулация, което води до по-високо напрежение и по-малко разсейване от хармоници. При това управление трифазните входни токове и изходни напрежения са представени като вектори, които могат да се опишат със следните уравнения [1,4,8]:

$$\bar{x} = x_d + jx_q = \frac{2}{3}(x_a + \bar{a}x_b + \bar{a}^2 x_c); \quad \bar{a} = e^{\frac{j2\pi}{3}}, \tag{5}$$

При условието $x_a+x_b+x_c=0$, векторите за фазите могат да се опишат с уравненията:

$$x_a = \bar{x} \cdot 1, \; x_b = \bar{x} \cdot \bar{a}, \; x_c = \bar{x} \cdot \bar{a}^2 \; . \tag{6}$$

Ако системата е предназначена за периодично управление с период $T=2\pi/\omega$, то векторите също ще бъдат с периодичен характер и могат да бъдат разложени в ред на Фурие [2,4]:

$$\bar{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \bar{X}_k \, e^{jk\omega t}; \; \bar{X}_k = \frac{1}{T}\int_0^T \bar{x}(t)\, e^{-jk\omega t} dt; \; k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots, \infty \, . \tag{7}$$

На фиг.4. е показана схема на матричен преобразувател с изразените посоки на токовете и напреженията за всяка фаза.

С помощта на уравнението (5) могат да се опишат векторите на системата по следния начин:

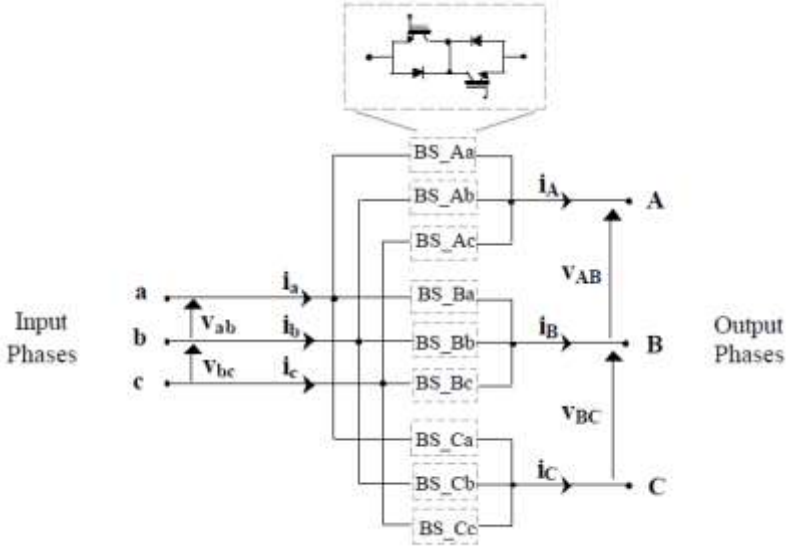
$$\bar{v}_i = \frac{2}{3}(v_{ab} + \bar{a}v_{bc} + \bar{a}^2 v_{ca}) = v_i(t)e^{j\alpha_i(t)} \; , \tag{8}$$

$$\bar{v}_o = \frac{2}{3}(v_{AB} + \bar{a}v_{BC} + \bar{a}^2 v_{CA}) = v_o(t)e^{j\alpha_o(t)} \; , \tag{9}$$

$$\bar{\imath}_i = \frac{2}{3}(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2 i_c) = i_i(t)e^{j\beta_i(t)} \; , \tag{10}$$

$$\bar{\imath}_o = \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2 i_C) = i_o(t)e^{j\beta_o(t)} \, , \tag{11}$$

където: $v_i(t)$, $v_o(t)$, i_i и $i_o(t)$ са времевите величини на векторите, докато $\alpha_i(t)$, $\alpha_o(t)$, $\beta_i(t)$, $\beta_o(t)$ са съответните им фазови ъгли [4].



Фиг.4. Схема на трифазен матричен преобразувател

Целта на този алгоритъм е да се генерират желаният изходен линеен вектор $\bar{v}_o$ и векторът на входния фазов ъгъл β_i, който влияе на фактора на мощността [2]. Важно е да се отбележи, че β_i е единствения фазов ъгъл, който може да се управлява в матричния преобразувател, а това се дължи на факта, че преобразува-

телят няма компоненти за вътрешно съхранение на енергия [2,9]. В следствие от това моментната мощност на входа на преобразувателя е равна на моментната мощност на изхода. Това равенство може да се опише чрез вектори по следния начин, показан с (12)

$$p_i = \frac{3}{2}\bar{e}_i \cdot \bar{i}_i = p_o \quad . \tag{12}$$

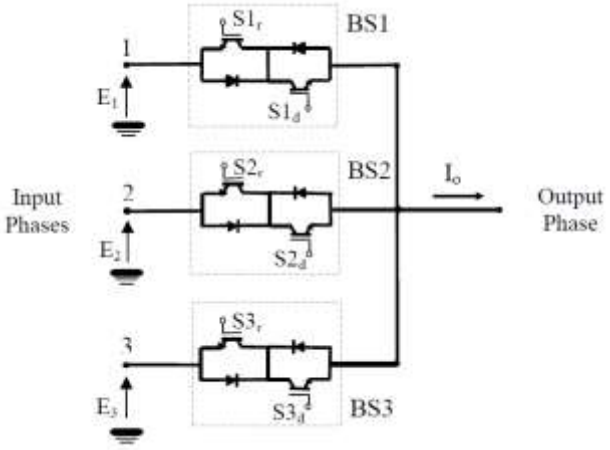
където $\bar{e}_i$ е вектора на входното напрежение към неутралата и се изразява с помощта на уравнение (13):

$$\bar{e}_i = \frac{1}{\sqrt{3}}\bar{v}_i e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad . \tag{13}$$

От равенството (12) може да се установи, че за дадени входни и изходни мощности съществуват безброй много решения за вектора на входния ток. Това обаче може да се промени ако се използва правилна модулация на преобразувателя, като по този начин може да се дефинира входния фазов ъгъл, с помощта на който равенството за баланса на мощностите, ще осигури пълното определяне на вектора на входния ток [2].

3. МЕТОДИ ЗА КОМУТАЦИЯ ПРИ МАТРИЧНИТЕ ИНВЕРТОРИ

За определянето на правилните методи за комутация при матричните преобразуватели може да се използва основната схема на свързване за една от фазите на преобразувателя показана на фиг.5. Показани са три от общо деветте двупосочни ключа свързани в матричния преобразувател.



Фиг.5. Основна схема на трифазен вход към една изходна фаза на матричен преобразувател

Паралелно свързаните полупроводникови ключа са обозначени с индекси r и d, показващи посоката на изходния ток, която е съответно директна или обратна от входа към изхода [2]. Във връзка с фиг.5, когато изходната фаза трябва да бъде комутирана от една входна фаза до друга, трябва винаги да се спазват две правила, независимо от използваният метод за комутация [2,6]:

Първо, комутацията не трябва да причинява късо съединение между двете входни фази, тъй като последваният ток от това може да е твърде висок и да унищожи ключовете. Второ, комутацията не трябва да причинява прекъсване на изхода, защото последващото напрежение може да дефектира ключовете [2,6]. За да се изпълнят тези изисквания е задължително познаването на условията за комута-

ция. За да се извърши безопасна комутация трябва да се измери напрежението между двупосочните ключове или изходния ток. Тези данни са нужни, за да се определи правилната последователност от комбинациите за превключване на устройствата, които не водят до опасност нито от късо съединение, нито от претоварване и осигуряват безопасна комутация на изходния ток. Това са основните принципи на действие, за всички методи на комутация предложени в литературата.

- **Методи за комутация основани на измервания на изходния ток**

За осъществяването на качествена и безопасна комутация са нужни точни измервания на изходния ток. Има няколко метода за измерване на тези данни като тук ще бъдат представени два от тях: четиристепенен метод за комутация и двустепенен метод за комутация [2,6]. При четиристепенния метод на комутация, принципът на действие е такъв, че когато изходната фаза е свързана към входна фаза, двата транзистора на даденият ключ, трябва да бъдат включени. Поради ограниченото време за включване и изключване на транзисторите, както и разликата между предаването на техните гейт сигнали, когато е нужно комутиране на изходна фаза между входните линии, не е възможно едновременното изключване на един ключ и включване на друг. Този проблем се решава чрез внимателно управление на превключванията, като се използват само безопасни комбинации за превключване на състоянията на ключовете. В табл.1. са показани безопасните комбинации, съответстващи на знака от изходният ток.

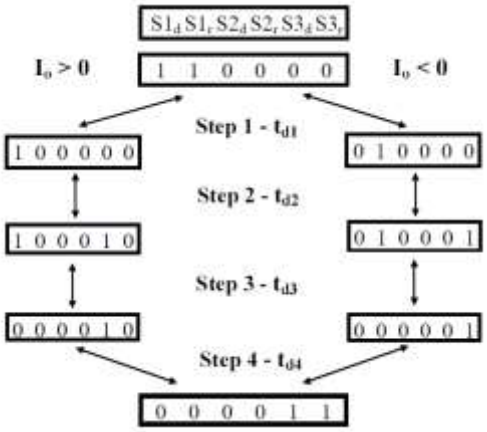
Таблица 1.

Списък на безопасни комбинации за превключване на състоянията при трифазен вход към една от фазите

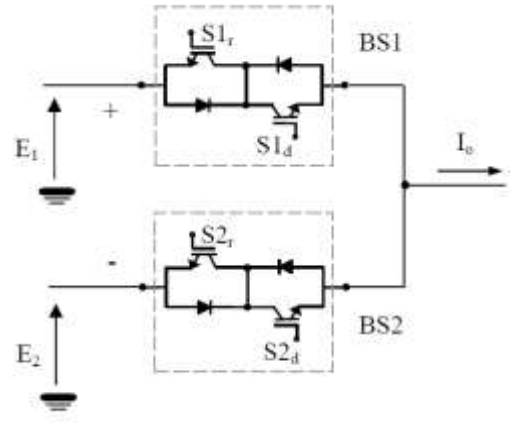
State	$S1_d$	$S1_r$	$S2_d$	$S2_r$	$S3_d$	$S3_r$	Sign I_o
1	1	1	0	0	0	0	+ -
2	0	0	1	1	0	0	+ -
3	0	0	0	0	1	1	+ -
4	1	0	0	0	0	0	+
5	0	1	0	0	0	0	-
6	0	0	1	0	0	0	+
7	0	0	0	1	0	0	-
8	0	0	0	0	1	0	+
9	0	0	0	0	0	1	-
10	1	0	1	0	0	0	+
11	0	1	0	1	0	0	-
12	1	0	0	0	1	0	+
13	0	1	0	0	0	1	-
14	0	0	1	0	1	0	+
15	0	0	0	1	0	1	-

Състоянията на комутаторите са обозначени с 1 при включен и 0 при изключен. Трябва да се отбележи това, че състоянията на превключване 1,2 и 3 са безусловни състояния, тъй като те могат да съществуват независимо от текущия знак на тока, докато останалите състояния вече са условни и зависят от знака на изходния ток [2]. Преходът между превключването на състоянията минава през последователност от превключване на няколко условни състояния. Като за при-

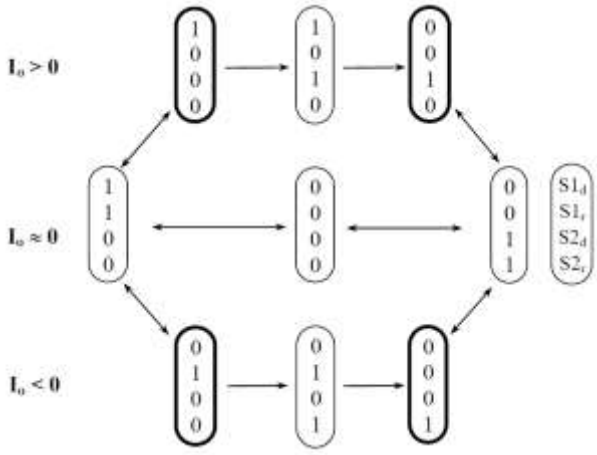
мер, в случай, че се изисква комутация от състояние 1 до 3 и изходния ток I_o е положителен, последователността на превключванията се състои от следните четири стъпки: Изключване на $S1_r$; Включване на $S3_d$; Изключване на $S1_d$; Включване на $S2_r$. По същият начин, ако изходният ток I_o е отрицателен, то последователността на превключванията ще следва реда: Изключване на $S1_d$; Включване на $S3_r$; Изключване на $S1_r$; Включване на $S3_d$. При комутирането на изходният ток от BS1 до BS3 (фиг.5), последователностите на превключване на състоянията винаги са симетрични За да се гарантира действителната последователност на превключванията на транзисторите, се вмъква кратко закъснение между последователните стъпки. На фиг.6. е показана четиристепенната схема на превключване на трите ключа [2]. При четиристепенният метод за комутация не са нужни значителни хардуерни изисквания, освен уред за определяне на посоката на изходния ток. Методът извършва безопасна комутация на изходния ток и не се нуждае от допълнителни амортизиращи мрежи. Превключването на състоянията и настройката на времето за закъснение може да бъде лесно осъществено от логически устройства като FPGA и CPLD. Вторият метод за комутация е с двустепенно измерване на изходния ток. За да може по-лесно да се анализира този метод ще се използва опростената схема за комутация показана на фиг.7.



Фиг.6. Схема на четиристепенно превключване на състоянията на три двупосочни ключа – BS1↔BS3

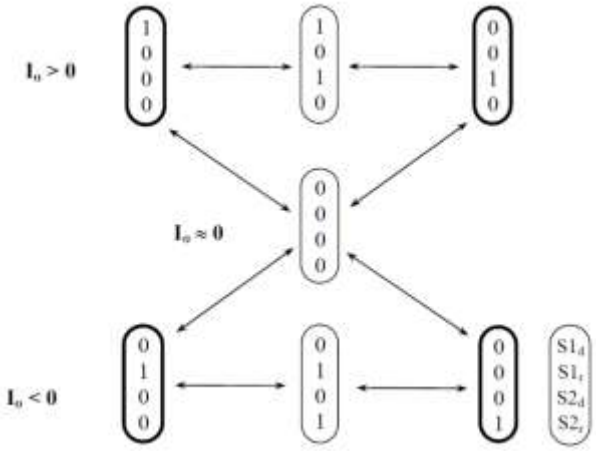


Фиг.7. Основна верига за комутация на два двупосочни ключа



Фиг.8. Схема на двустепенно превключване на състоянията на два двупосочни ключа – BS1↔BS2

По отношение на схемата от фиг.7, основната идея на метода за безопасното комутиране на изходния ток е да се поддържат изключени транзисторите, през които не протича ток. При този тип комутация, изходната фаза е свързана към същата входна фаза. По отношение на четиристепенният метод, този метод има предимството от по-малък брой стъпки за превключване и следователно по-бърз процес на комутация, който подобрява управлението на изходната модулация.
На фиг.8. е показана схема на двустепенно превключване на състоянията на двупосочните ключове свързани във веригата от фиг.7. На фиг.7 комбинациите от превключвания, които са оградени с удебелен шрифт не се променят при комутационния процес [2]. На фиг.9. е показана модифицирана схема за превключване на тази от фиг.8. Този подобрен метод осъществява бързи и безопасни комутации, но изисква измерване на напрежението на колектор-емитера, което поставя някои ограничения върху технологичната реализация и се изпълнява на FPGA контролери [2].

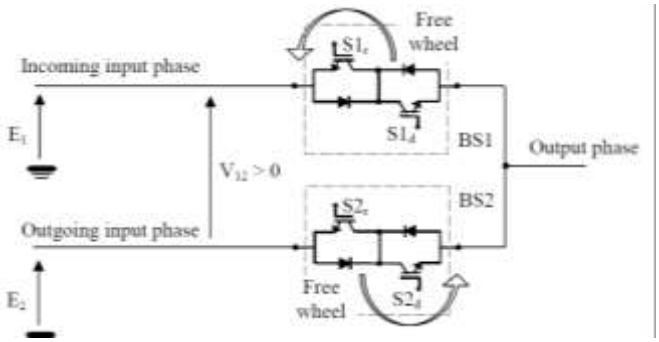


Фиг.9. Схема на модифициран метод за комутация с двустепенно превключване на състоянията на два двупосочни ключа

- **Методи за комутация основани на измерване на входното напрежение**

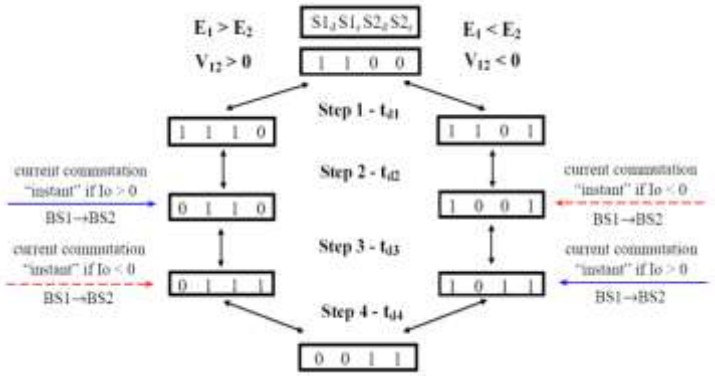
Основната идея на този метод е да възпроизвежда същите работни условия на комутационния процес, както при традиционните преобразуватели с DC-връзка, където времето за престой на комутацията, може лесно да бъде оползотворено, поради автоматичното синхронизиращо действие на свободен ход на диодите [6]. За да се постигне тази цел, напреженията на входните фази трябва да бъдат измерени, за да се установи знака на напрежението между двата двупосочни ключа, включени в процеса на комутацията. Методът приема, че когато се изисква връзка между изходната и входната фаза, и двете активни устройства на съответния ключ трябва да са включени. Когато е необходима комутация на изходната фаза между две входни линии, първо трябва да се определи ключа, който ще се изключи е с по-високо или по-ниско напрежение от този, който се включва. Това е необходимо, за да се определи кой от двата двупосочни ключа ще работи на свободен ход [3]. На фиг.10. е показан процесът на комутация между два двупосочни ключа, като са показани и посоките на свободен ход на устройствата при $V_{12} > 0$, съответно при $V_{12} < 0$, посоките ще са обърнати. Двете устройства за свободен ход са тези, които позволяват на тока да протича от

фазата с по-ниско напрежение ($S2_d$) към тази с по-високо($S1_r$) [2,8]. За да се гарантира четиристепенната последователност на превключване, както при предишният метод, се добавя кратко време за закъснение между стъпките.



Фиг.10. Процес на комутация между два двупосочни ключа

По отношение на показаната верига от фиг.10 схемата за превключване на състоянията и съответният списък от комбинациите на устройствата е показана на фиг.11 [2]. Нужно е да се отбележи, че опасността от късо съединение, по време на комутационния процес не е напълно премахната. В случай, че не се определи правилно знака на напрежението в комутацията, рискът от късо съединение е висок. Затова надеждното и правилно измерване на входните напрежения, гарантира по-добра ефективност на метода за комутация.



State	$S1_d$	$S1_r$	$S2_d$	$S2_r$	Sign V_{12}
I	1	1	0	0	+ -
II	0	0	1	1	+ -
III	1	1	1	0	+
IV	1	1	0	1	-
V	0	1	1	1	+
VI	1	0	1	1	-
VII	0	1	1	0	+
VIII	1	0	0	1	-

Фиг.11. Схема и списък на безопасни комбинации на четиристепенно превключване на състоянията между два двупосочни ключа, базирана на измерване на входното напрежение

4. ЗАКЛЮЧЕНИЯ

Методът на Вентурини се базира на използване на модулационна матрица на матричния преобразувател, използващ комбинации на превключване и от трите групи полупроводникови ключа, докато при метода с векторна модулация се генерира желаният изходен линеен вектор на напрежението и векторът на входния фазов ъгъл βi, който влияе на фактора на мощността. Входния фазов ъгъл βi е единствения фазов ъгъл, който може да се управлява в матричния преобразувател, а това се дължи на факта, че преобразувателят няма компоненти за вътрешно съхранение на енергия, поради което моментната мощност на входа на преобразувателя е равна на моментната мощност на изхода.

Предимството на метода за комутация основан на измерване на входното напрежение спрямо метода за комутация, свързан с измерване на изходния ток е, че лесно може да управлява преобразувател с по-голям брой входни фази, тъй като комутацията винаги се осъществява между два двупосочни ключа, докато останалите са неактивни по време на процеса.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Христов К., „Методи за повишаване на енергийната ефективност при изграждане на асинхронни електрозадвижвания“, Годишник на ТУ-София, том 67, книга 2, 2017, ISSN 1311-08296

[2] M. Mateini, “Control techniques for Matrix converter adjustable speed drivers”

[3] Muhammad H. Rashid, “Power electronics handbook” Third edition, Chapter 18.4.-18.5.

[4] Casadei, D., G. Sera, A. Tani, and L. Zarri, “Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state," IEEE Transactions on Industrial

[5]*http://neopet-bg.com/cms/user/files/products/Yaskawa/Presentation%20-%20Yaskawa.pdf*

[6] Йончев Е., Христов К., „Анализ и синтез на трифазни синхронни AC/DC импулсни преобразуватели с двустранен обмен на енергия“, Годишник на ТУ-София, том 66, книга 2, 2016, ISSN 1311-0829

[7] Христов Вл., „Тенденции в развитието на честотните инвертори в системите за електрозадвижване -1 част“, 2017, Техко Ловеч, ISSN 2535-079X

[8] Христов Вл., „Тенденции в развитието на честотните инвертори в системите за електрозадвижване -2 част“ 2017, Техко Ловеч, ISSN 2535-079X

[9] Three-Phase Matrix Converter”, Osaka 2-Chome, Shinagawa-Ku, Tokyo 141-8565, Japan., July 19, 2010.

[10] Wheeler, P. W., J. Rodriguez, J. C. Clare, and L. Empringham, Matrix converter: A technology review," IEEE Tr. Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, 276-288, 2002.

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

Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент**: проф. д-р Тодор Йонков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ЕЗИЦИ ЗА ПРОГРАМИРАНЕ НА ИЗКУСТВЕН ИНТЕЛЕКТ

Данаил Славов

Резюме: *Настоящата работа представя обзор на някои от най-използваните езици за програмиране в областта на изкуствения интелект. Разглеждат се техни предимства и недостатъци, както и поддържаните от тях парадигми на програмиране. Отчетени са съображенията при избор на език в зависимост от конкретната желана функционалност на разработваното решение. Описана е реализацията на някои от популярните подходи и методи за програмиране на системи с изкуствен интелект и са обобщени най-подходящите приложения на възможностите им.*
Ключови думи: *изкуствен интелект, езици за програмиране, машинно обучение, парадигми на програмиране, физическа знакова система*

PROGRAMMING LANGUAGES FOR ARTIFICIAL INTELLIGENCE

Danail Slavov

Abstract: *This paper provides an overview of some of the most commonly used programming languages in the field of artificial intelligence (AI), as well as their capabilities and limitations. The programming paradigms supported by these languages are examined. A set of considerations for choosing a particular language is given, depending on the specific desired functionality of the solution being developed. The work also includes a description of the realization of popular programming strategies and approaches used in AI system development. The most suitable applications of each language potentialities are summarized.*
Keywords: *artificial intelligence, programming languages, programming paradigms, physical symbol system*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Изкуственият интелект (ИИ) основно е насочен към разработване на методи за реализиране на аспекти от човешкото интелигентно поведение. Той се стреми не само да изучава и да разбира интелекта, но най-вече да синтезира и изгражда полезни за практиката системи, притежаващи такова интелигентно поведение [2]. Този дял от компютърните науки извиква конкретни нужди в сферата на езиците за програмиране. Важна част на езиците за ИИ е, че предоставят възможност за имплементиране на физически знакови (символни) системи (ФЗС), тъй като те притежават необходимите и достатъчни средства за осъществяване на интелигентно поведение. Тази „централна работна догма“ в ИИ предполага, че мисловните процеси на човека са аналогични на някакъв вид знакови изчис-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

лителни процеси, разбирани като преобразуване на синтактично правилни знакови структури чрез прилагане на съответни трансформационни правила в рамките на някаква ФЗС[2].
Също като при разработването на повечето софтуерни приложения, програмистите разполагат с различни езици, които да използват при създаването на ИИ. Не може обаче да се открои само един от тях като съвършения програмен език, използван в изкуствения интелект. Процесът на разработване зависи от желаната функционалност на замисленото крайно приложение. Ето защо настоящата работа представя четири от най-използваните в тази сфера езици заедно с техни силни страни и някои характеристики, приемани като недостатъци.
В идеалния случай програмният език за ИИ трябва да осигурява механизми за представяне и манипулиране на познание от реалния свят. Това обикновено се осъществява чрез използване на логически формализъм, позволяващ достигане до заключения[2].

2. LISP

Възникнал още през 1958 г., LISP е вторият (след Fortran, 1957 г.) най-стар език за програмиране, който се използва и до днес. Първоначално създаден като практическа математическа нотация за компютърни програми, повлиян от ламбда-смятането на Алонсо Чърч [Alonzo Church], бързо става предпочитан програмен език за изследвания в областта на ИИ. LISP проправя път за много идеи в компютърните науки, включително реализиране на дървовидни структури от данни, автоматично управление на хранилищата, динамично типизиране, условни конструкции, реализиране на рекурсия и цикъл „четене-оценяване-извод“ (read-eval-print)[9].
В LISP има само две нива обекти на данни. Атомите са данни в най-проста форма и представляват низ от знаци, използван за символно представяне. Структурата от по-високото ниво се нарича S-израз (symbolic expression, символен израз). Един S-израз може да бъде или единичен атом, или свързан списък от S-изрази, и следователно е способен да кодира в себе си данни с произволна дървовидна структура:
(ivan, petar, mihaela)
(students (ivan, petar, mihaela)).
Всички програми и всички данни в LISP спазват структурата на S-изрази и могат да се представят като вложени списъци. Макар традиционно да се смята, че за да бъде един език по-полезен, той трябва да предоставя разнообразни структури от данни, философията на LISP е да предоставя една-единствена мощна структура и да позволява на потребителя да се фокусира върху задачата, без да се обременява с поддържането на разнообразни синтактични и типови наредби.
В много случаи първият елемент от списъка се възприема като име на функция, а останалите – като нейни аргументи. Съществуват функции, които позволяват дефиниране на нови функции. Новодефинираните функции се представят с помощта на λ-смятането на Чърч. Примерът по-долу показва дефиниране на функция за изчисляване на площта на кръг:

```
(def circle-area
   (lambda (r)
      (times pi (times r r)))).
```

Функцията „def“ не оценява аргументите си, а само свързва втория елемент на списъка (в този случай атома „circle-area“) с λ-израза, представляващ третия елемент.

При реализацията на база данни в LISP всеки атом може да е свързан със списък от двойки свойство-стойност, познат като „p-списък“ (property list, списък от свойства). Една от честите употреби на p-списъците в програмирането на ИИ е като средство за реализиране на мрежи – атомите представят възлите, а свойствата са означените ребра. Необходимостта от по-всеобхватни възможности за работа с базите данни мотивира подхода за обособяване на знанието за дадена предметна област в съвкупност от твърдения (или наредени n-орки), всяко от което представлява факт, вместо да се натрупват факти като свойства[1]. Например:

```
(student name ivan)
(teacher class robotics).
```

Един от полезните методи за достъп до база данни е нотацията на съвпадение по шаблон (pattern matching). В най-простия си вариант този метод съставя шаблон, който е структурно подобен на дадено твърдение, но може да включва променливи, които трябва съгласувано да се заменят от атоми, присъстващи в твърдение от базата данни, така че да се получи съвпадение. Например следните шаблон и твърдение съвпадат след субституция на променливата *x* с атома *ivan*:

```
(student name ?x)
(student name ivan).
```

Необходимостта от поява на още по-силно формализирани възможности за програмиране, включващи търсене с възврат при използване на база данни от твърдения, налага появата на система за програмиране, основана на формалната логика[1].

3. Prolog

Идеята за изграждане на компютърно-изпълними програми, чийто инструментариум включва приложението на предикатното смятане и принципа на резолюцията (т.е. програми, които изпълняват логически формули), се оказва толкова плодотворна и мощна, че става парадигма на подхода към логическо програмиране. Най-разпространеният в момента език, който поддържа тази парадигма, е Prolog[2] (programmation en logique (фр.), programming in logic (англ.), програмиране в логиката), създаден около 1972 г. от Ален Колмерое [Alain Colmerauer] и Филип Ръсел [Philippe Roussel] въз основа на процедурната интерпретация на Робърт Ковалски [Robert Kowalski] относно клаузите на Хорн[10].

От синтактична гледна точка всяка програма в Prolog представлява множество от обратни клаузи на Хорн, т.е. от вида u ← p ∧ q ∧ r ∧ ... ∧ s. За удобство знакът за импликация се заменя с двоеточие и тире, а знакът за конюнкция – със запетая: u :- p, q, r, ..., s. Разграничават се четири вида клаузи:

- факти: единични литерали от вида u :-

- правила: положителни клаузи от вида u :- p, q, r, ..., s
- цели (въпроси, заявки): отрицателни клаузи от вида :- p, q, r, ..., s
- празна клауза (без литерали) от вида :-

Фактите са формули, които се приемат за безусловно истинни в дадена предметна област. Правилата са формули, които са истинни, при условие че конюнкцията в тялото (дясната част) на правилото е истина. Отрицателните клаузи представляват инвертирани цели, а празната клауза означава противоречие.

При конструирането на една програма всеки програмист има в съзнанието си някаква възнамерявана интерпретация (предметна област), с елементите на която свързва избраните от него имена на константи, функции и предикати. Стремежът му е да създаде база данни, към която да се отправят въпроси и решенията да се получават като нейни логически следствия[2]. Например от следната база:

likes(adam, X) :- likes(X, apples).
likes(eve, apples).

отговорът на въпроса „Какво харесва Адам?“, т.е. :- likes(adam, X), е логическото следствие likes(adam, eve).

Декларативният смисъл на една логическа програма е множеството от всички основни факти, които са нейни логически следствия. Освен декларативно обратните клаузи на Хорн могат да се разглеждат и процедурно: главата u на клаузата u :- p, q, r, ..., s се третира като име на процедура, изпълнението на която изисква изпълнение на процедурите p, q, r, ..., s, специфицирани от литералите в нейното тяло. Тук обаче, поради изискването за наредба на литералите, комутативността вече не е в сила. Аргументите на главата u (ако има такива) служат като входно-изходни параметри на процедурата, т.е. чрез тях се предават/приемат стойности към/от p, q, r, ..., s, които се разглеждат като оператори за извикване на съответни процедури. Всеки литерал от отрицателната клауза (целта) се интерпретира като оператор за първоначално извикване на съответната му процедура и се нарича подцел.

При такава постановка една база данни, състояща се от обратни клаузи на Хорн, може да се интерпретира от гледна точка на процеса на логическо извеждане не само в декларативен, но и в процедурен смисъл, т.е. като логическа програма, която изпълнява логическите формули от базата.

Обобщено погледнато, всяка програма в Prolog и нейното изпълнение може да се представят схематично по следния начин:

ПРОГРАМА В PROLOG = ПРАВИЛА + ФАКТИ
ИЗПЪЛНЕНИЕ = ЛОГИЧЕСКО ИЗВЕЖДАНЕ [2]

Едно от различията между Prolog, като език за логическо програмиране, и останалите програмни езици, поддържащи други парадигми, е, че момента на извикване (Call) не е известно коя входна точка на процедурата ще бъде използвана, т.е. съществува недетерминизъм. Освен това е възможно повторно влизане във вече извикана процедура. Недетерминизмът се проявява при неуспешно завършване на процедурата (Fail) – задейства се възвратен механизъм, който автоматично реактивира (Redo) предходно извикана и вече изпълнена процедура:

Prolog основно се използва при решаване на логически задачи, а не при числови операции. Едно от най-успешните му приложения е за изграждане на експертни системи, които решават сложни проблеми без човешка намеса – напр. автоматично планиране, наблюдение, управление и отстраняване на неизправности в комплексни системи. С този език могат да се решават конкретни задачи, които се възползват от основаните на правила логически заявки: търсене в бази данни, гласов потребителски интерфейс, попълване на шаблони. Първоначалното му предназначение е за обработка на естествен език и често се използва при съвпадение по шаблон върху дърва на разбор (parse trees) за естествен език, тъй като удобно изразява тези правила на съвпадение и предоставя технология за ефективното им изпълняване.

4. C++

C++ е програмен език с общо предназначение от високо ниво, разработен през 1983 г. от Бярне Строуструп [Bjarne Stroustrup] като разширение на езика C. Той поддържа императивно, обектно-ориентирано и генерично програмиране, като също така предоставя възможности за работа с паметта на ниско ниво. Почти винаги се реализира като компилируем език и много доставчици предлагат компилатори за C++, така че може да се използва на различни платформи[11].
Основата на езика C (работещ на много по-ниско ниво), върху която е изграден C++, предоставя редица полезни възможности за подобряване на бързината, които в езиците от високо ниво обикновено липсват:

- При отсъствие на виртуални функции за структурите в C++ не се заделя допълнителна памет, както например за обектите в Java.
- Съществува възможност за създаване на временни масиви/обекти в стека (stack). Това може да се извърши без никакъв излишък на памет. Езиците от високо ниво обикновено принуждават системата да заделя пространство в хийпа (heap), чието управление е много по-сложно и следователно работата с него е по-бавна.
- C++ може да използва масиви от обекти – те се различават от масивите с указатели към обекти, каквито обикновено се използват в другите езици от високо ниво. Това намалява нуждата от указатели, спестява памет и води до едно ниво по-малко индиректност (дереферииране).
- Масивите с локален обхват (т.е. декларираните в рамките на функция) по подразбиране остават неинициализирани – нито един от елементите им не получава конкретна стойност. С други думи съдържанието на един масив е

неопределено в момента на декларирането му. Това може да спести много време в сравнение с подхода, при който всички стойности първоначално получават стойност нула (както е при Java).

- В много езици се извършва проверка на границите на променливите преди употребата им с цел да се гарантира например, че дадено число принадлежи към определен тип (проверка на обхвата) или че променлива, използвана за индекс на масив, е в границите на масива (проверка на индекса). Липсата на такива проверки в C++ допълнително ускорява изпълнението.

Очевидно е, че повечето от гореописаните свойства дават свобода на програмиста за взаимодействие със системата (най-вече с паметта), което способства за постигане на бързина, но също така и за по-лесно допускане на програмни грешки – съществува мнение, че работата със C++ не е така „безопасна“, както с други езици.

Тъй като в програмирането на ИИ широко се използват алгоритми, възможностите за реализирането им чрез програмния език имат съществено значение. C++ използва едни от най-удобните и полезни за ИИ структури от данни, а много от популярните алгоритми се съдържат в готов вид в стандартната библиотека STL. В този език програмистът има възможност да управлява изпълнението на ниско ниво чрез указатели, което е изключително удобно при програмирането на алгоритми.

Досега изброените преимущества на C++ го правят предпочитан език за приложения с невронни мрежи и машинно обучение, където се налага усилено използване на статистически техники и обработване на големи количества данни[6].

В много случаи програмите с ИИ са предназначени за изпълнение от вградени системи и устройства, например мобилни роботи и камери за техническо зрение, реализирани с микроконтролери, при които изборът на програмен език често пъти е ограничен до C и C++.

Сред недостатъците на езика C++ може да се отбележи нуждата от повече усилия за изграждане на фундаменталната част на програмата (т.нар. „boilerplate“), преди да се пристъпи към по-конкретните реализации. Също така, поради многостранните и задълбочени възможности, които предлага, този език е по-труден за научаване и използване от по-неопитните програмисти.

Бързината на C++ се използва широко в проекти за програмиране на ИИ, при които времето за изпълнение е от критично значение, като търсещи машини и компютърни игри. Много от библиотеките за други езици (включително Python) са написани на C++ или C именно поради внушителното им бързодействие и производителност.

5. Python

Езикът Python е създаден от нидерландския програмист Гуидо ван Росум [Guido Van Rossum] през 1991 г. Python е многопарадигмен език: напълно поддържа обектно-ориентирано и структурно програмиране, а много от функциите му поддържат функционално и аспектно-ориентирано програмиране (включително метапрограмиране и метаобекти). Вместо цялата функционалност да е вградена в яд-

рото му, Python има големи възможности за разширение (някои от които поддържат контрактно и логическо програмиране). Компактната му модулна архитектура го прави особено популярен като средство за добавяне на програмируеми интерфейси към съществуващи приложения[12].

Езикът Python се интерпретира, което означава, че не е необходимо да бъде компилиран към инструкции на машинен език преди изпълнението си и може да се използва директно за изпълнение на програмата. Това е достатъчно, за да бъде интерпретиран от емулатор или виртуална машина, базирана на машинен код, който хардуерът разбира. Интерпретируемите езици обикновено са по-бързи за прототипизиране на кода, но в определени случаи не се възползват от някои оптимизации и предимства в ефективността при изпълнение на компилиран код[4].

Python е динамично типизиран – всяко име на променлива е свързано само с даден обект (който на свой ред е от определен тип). Имената се свързват с обекти по време на изпълнение посредством присвояване, но при изпълнението на програмата е възможно дадено име да се свърже последователно с обекти от различни типове. При статично типизираните езици, като Java, C и C++, имената на променливите освен с обект са свързани и с определен тип (по време на компилиране, посредством деклариране на данните), като типът на променливата и типът на нейната стойност (обекта, с който е свързана) задължително трябва да съвпадат. Освен това Python е силно типизиран, тъй като интерпретаторът следи всички типове променливи. Това означава, че не може да се извършват операции, които са неподходящи за типа на обекта и биха имали непредсказуем резултат - например добавяне на число към низ - и това до някаква степен предпазва програмиста от внасяне на програмни грешки (бъгове) [8].

Все по-усиленото включване на графичния процесор в изчисленията, предлагащо възможности за паралелизъм между него и централния процесор, води до създаване на библиотеки като CUDA Python и cuDNN, които ускоряват обработването на данни от програми, написани на Python. Това улеснява изпълнението на операции, които изискват големи процесорни ресурси, като дълбоко обучение (deep learning), аналитични и инженерни приложения, и по този начин доближава по бързина Python до езици като C++[3].

Необходимостта от разработване на ефективни методи, които оценяват последствията от избора на дизайн при създаването на системи с ИИ, може да се разглежда като метазадача „взаимодействие-дизайн“, т.е. не само разработване на изкуствен интелект, но и проектиране на начините, по които той да бъде разработван[5]. В разрешаването ѝ може да помогне т.нар. софтуерно прототипизиране – дейност по създаване на прототипи на софтуерни приложения или непълни версии на разработваната софтуерна програма с цел да бъде изследвана преди окончателното ѝ завършване. Прототипът обикновено симулира само някои аспекти от крайния продукт и може да е напълно различен от него. Езикът Python предлага редица улеснения в хода на този процес – динамичното типизиране позволява на програмиста да съставя функции, които са достатъчно генерични за работа с всеки тип данни. Например:

```
def max_val(a,b):
    return a if a > b else b
```

Тази функция може да приема цели или дробни числа, низове, списъци, речници и т.н. Не е необходимо колекциите от данни в Python да са хомогенни, т.е. стойностите на всички елементи да са от еднакъв тип. Това позволява пакетиране на данните по уникален начин в движение и по-нататъшното им трансформиране в клас или структура в статично типизиран език като C++. Алгоритмите за работа със структури от данни са интуитивни и лесни за употреба, като също така правят кода по-четим. Например създаването на списък и проверката за конкретен елемент в него би изглеждало по следния начин:

```
list = [1,2,3]        # създава списък list с елементи 1, 2 и 3
result = 2 in list    # проверява дали в списъка list има елемент със стойност 2
```

което в C++ може да има следния вид:

```
list lst;
lst.push_back(3);
lst.push_back(1);
lst.push_back(7);
list::iterator result = find(lst.begin(), lst.end(), 7);
bool res = (result != lst.end());
```

Реализирането на ИИ изисква усилено използване на алгоритми. Описанието на дадена логика или функционалност може да се извърши в Python с до 1/5 по-малко код, отколкото при някои други езици, широко използвани в програмирането на ИИ. Интерпретационният му подход позволява извършване на проверки още по време на програмирането на алгоритмите.

Сред останалите предимства може да се открои фактът, че Python е с напълно отворен код и има огромна общност от потребители, което способства за наличието на разнообразни библиотеки, разширяващи функционалността на езика, включително и в сферата на ИИ.

За използването на Python в проекти с изкуствен интелект спомагат библиотеки като TensorFlow (за програмиране въз основа на потоци от данни и диференцирано програмиране) Keras (за невронни мрежи) и Scikit-learn (за машинно обучение). Като скриптов език с модулна архитектура, лесен синтаксис и инструменти за обработване на обогатен текст Python често се използва при обработване на естествен език.

Най-подходящите приложения на Python са в областите на машинното (само)обучение и дълбокото обучение и свързаните с тях реализации – например предсказващи системи при превозване на хора и товари, управление на рисковете във финансовата сфера, превенция и диагностициране на заболявания.

6. СЪОБРАЖЕНИЯ ПРИ ИЗБОР НА ПОДХОДЯЩИЯ ЕЗИК ЗА ПРОГРАМИРАНЕ

Когато става въпрос за реализиране на ИИ, общността от специалисти в тази област е разделена в мненията си кой език е най-подходящ за създаване на програми и приложения. Често програмистът избира език съобразно това, доколко комфортно се чувства при използването му, познанията и предишния си опит. Макар това да помага за по-бързо прототипизиране и разработване, в дългосрочен план може да не е най-добрият избор при изграждане на модели въз основа на прак-

тическия проблем, който трябва да се реши, и количеството на данните, които трябва да се обработват[7].
Езиците, които се компилират, най-често осигуряват по-добра цялостна производителност в сравнение с тези, които се интерпретират. Това се дължи на факта, че при компилирането кодът на програмата се редуцира до набор от машинни инструкции, след което се запазва като изпълним файл. При интерпретирането кодът запазва формата си и впоследствие се редуцира до инструкции едва по време на изпълнението. Интерпретируемите езици обаче предоставят допълнителни възможности - например програмите могат да се самоизменят чрез добавяне или променяне на функции по време на изпълнение. Също така процесът на разработване обикновено е по-лесен и бърз в интерпретируема среда, тъй като не нужно приложението да бъде прекомпилирано за всяко тестване дори на малка функционалност.
Лекотата, с която се използва даден език, зависи от много фактори, един от които са ограниченията за типа на данните. Динамичното типизиране позволява по-бързо разработване на приложенията, но при езиците със статични типове на данните се постига по-лесно преработване на нефункционални елементи от кода (рефакториране) и поддръжка на приложенията в дългосрочен план. Друг фактор е степента на многословие (verbosity), необходима за описание на дадена логика.
Важно съображение също така е състоянието на общността от програмисти, допринасящи за развитието на даден език, в която например може да се споделят идеи за бъдещи подобрения и да се търсят решения на различни проблеми.
Изборът на език за ИИ в крайна сметка зависи от конкретните задачи, които трябва да се изпълнят, сложността на реализацията, количеството обработвани данни, мащаба на планираното решение, предишния опит и възможностите на програмиста.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изкуственият интелект е интердисциплинарна област, която предлага необятни възможности за изследване и практически приложения. Наличното разнообразие от програмни езици и усъвършенстването на характеристиките им правят труден избора на език за програмиране на интелектни системи.
От настоящия обзор може да се заключи, че най-подходящият от представените езици за решаване на строго логически проблеми е Prolog, чиято структура и синтаксис наподобяват в най-силна степен естествената логика. Той обаче не се справя удовлетворително с изчислителни операции над числови обекти. В това отношение голямо преимущество има C++, който освен бързината си предлага и възможности за управление на изпълнението от по-ниско ниво. Езикът Python непрестанно печели поддръжници, привлечени от лесното му изучаване и употреба, което от своя страна съкращава времето, необходимо за постигане на крайните цели. Той също така може да изпълнява разнообразни функции достатъчно добре и бързо благодарение на множеството налични библиотеки.
В създаването на една цялостна програма, реализираща изкуствен интелект, нерядко се използват няколко програмни езика. Стремежът е да се постигне оптимално оползотворяване на възможностите, предлагани от всички тях, като съ-

щевременно се избегнат по-значимите им недостатъци. Честа практика особено при по-големи проекти е оформящата структура да се реализира с подходящо избран, удобен или просто предпочитан език от високо ниво, към която чрез интерфейси се свързват отделни модули, написани на различни езици в зависимост от конкретната функция.

ЛИТЕРАТУРА

[1] J.Glasgow, R. Browse, Programming Languages For Artificial Intelligence, Department of Computing and Information Science, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, Computers & Mathematics with Applications Vol. 11, No. 5, pp. 431–448, 1985

[2] Д. Димитров, Д. Никовски, Изкуствен интелект, второ преработено издание, Издателски комплекс на Технически Университет-София, 1999

[3] Rucha Urdhwareshe, Role of Python in Artificial Intelligence (AI), Cuelogic, June 23, 2016 – *https://www.cuelogic.com/blog/role-of-python-in-artificial-intelligence*

[4] Alex Castrounis, Python vs R for Artificial Intelligence, Machine Learning, and Data Science, *https://www.innoarchitech.com/python-vs-or-r-artificial-intelligence-ai-machine-learning-data-science-which-use/*, достъпен на 21.03.2019 г.

[5] Philip van Allen, Prototyping Ways of Prototyping AI, ACM Interactions, XXV.6 November-December, 2018, *http://interactions.acm.org/archive/view/november-december-2018/prototyping-ways-of-prototyping-ai*

[6] AI Programming: 5 Most Popular AI Programming Languages, February 7, 2018 – *https://existek.com/blog/ai-programming-and-ai-programming-languages/*

[7] Sandeep Vaid, Choosing the right programming language for machine learning algorithms with Apache Spark, June 29, 2018,*https://blogs.opentext.com/choosing-the-right-programming-language-for-machine-learning-algorithms-with-apache-spark/*

[8] *https://wiki.python.org*, достъпен на 21.03.2019 г.

[9] Lisp (programming language) *https://en.wikipedia.org/wiki/Lisp_(programming_language)*, достъпен на 20.03.2019 г.

[10] Prolog, *https://en.wikipedia.org/wiki/Prolog*, достъпен на 20.03.2019 г.

[11] C++, *https://en.wikipedia.org/wiki/C%2B%2B*, достъпен на 19.03.2019 г.

[12] Python (programming language) *https://en.wikipedia.org/wiki/Python_(programming_language)*, достъпен на 17.03.2019

Автор: Данаил Славов, ас. инж., катедра Автоматизация на електрозадвижванията; Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *d.slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Пенчо Венков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ТЕНДЕНЦИИ В РАЗВИТИЕТО НА СМАРТ КАМЕРИТЕ ЗА ТЕХНИЧЕСКО ЗРЕНИЕ

Данаил Славов

Резюме: *Настоящата работа разглежда някои от най-забележителните тенденции в развитието на смарт камерите за техническо зрение към момента. Описано е поделянето на функциите по обработка на данни между централния процесор и* FPGA. *Представена е продължаващата тенденция за миниатюризация, способстваща още по-широкото навлизане на устройства за техническо зрение в роботиката, самоуправляемите автомобили и здравеопазването. Индустрия 4.0 също налага редица изисквания, в т.ч. съвместимост с промишлени мрежови стандарти с цел комуникация по всички индустриални протоколи. Накрая са представени тенденциите в наличния софтуер, включително патентовани алгоритми и отворени продукти.*
Ключови думи: *техническо зрение, машинно зрение, смарт камери, роботика, Индустрия 4.0*

PROGRESS AND TRENDS IN MACHINE VISION SMART CAMERAS

Danail Slavov

Abstract: *This paper examines some of the most remarkable trends in the current development of smart cameras for machine vision. It describes the partitioning of data processing between the CPU and the increasingly utilized FPGA. Attention is paid to the ongoing tendency for miniaturization which contributes to an even wider spread of machine vision devices into the fields of robotics, self-driving cars and healthcare. The Industry 4.0 concept also has its impact on the progress of machine vision cameras, including the need for compatibility with industry standards facilitating the communication across all major industrial protocols. Finally, a reference is made to the available software for machine vision, including proprietary algorithms and open-source products.*
Keywords: *machine vision, smart cameras, robotics, Industry 4.0*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В производствената индустрия има силен стремеж за контролиране на протичащите процеси във всичките им проявления. Това обикновено се реализира с измерване на променливите преди и след процеса. Широко използван метод за получаване на тези данни е чрез системи за техническо зрение. Те могат да заснемат изображения, да правят измервания и проверки чрез анализ на тези изображения. Възможностите на такава система зависят преди всичко от използвания хардуер

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

и софтуер за осъществяване на анализа. Това, което прави тази технология толкова мощна, е че вместо локални измервания например с лазерен или физически сензор тя може едновременно да извършва множество измервания върху само едно изображение [4].

Широко се използват два типа реализации на техническо зрение: смарт камери и системи с персонален компютър (ПК). Първите обикновено се състоят от лещи, сензор, интегриран модул за обработка на данни, памет, съдържаща софтуера за обработка, и входно-изходни канали, реализиращи определени интерфейси. При системите с ПК камерата предава заснетите изображения чрез специален протокол към външен компютър, където се извършва обработването им.

Използването на смарт камери започва през 80-те години на миналия век. Първоначално в тях се включват нископроизводителни процесори и се предлагат за приложения само с една конкретна цел - например четене на баркодове, локализирано вземане на решения за успех/неуспех, оптично разпознаване на символи или броене – която не изисква програмиране. Трудното управление на алгоритми за разпознаване с еталон на клас по това време означава, че сложните изображения или операции, изискващи бърз анализ, остават извън възможностите им. И все пак производителите постепенно изявяват желание да жертват производителността и гъвкавостта на системите с ПК за сметка на лекотата при работа и компактната структура на смарт камерите.

С подобряването на обработката смарт камерите започват да конкурират системите с ПК при различни приложения, включително проверка на сглобяването, инспекция чрез 1D и 2D баркодове и насочване на роботи. Те се възползват и от развитието в технологията на сензорите CMOS, в резултат на което понастоящем на пазара има голямо разнообразие от продукти с големи изчислителни възможности и резолюции. Макар вече да си проправят път към здравеопазването, охранителната и развлекателната индустрия, те основно се използват в производствения сектор, където употребата им продължава да расте - особено при необходимост от независимо инспектиране в няколко области от производствената линия, напр. в автомобилната промишленост.

Освен все по-ниската им цена основното предимство на смарт камерите е наличието на вградени изчислителни възможности за независимо решаване на задачи за разпознаване на образи без връзка с персонален компютър. Компактният форм-фактор позволява на смарт камерите да се побират в малки пространства или с тях да бъдат преоборудвани съществуващи процеси. Тъй като имат малък брой подвижни части и не генерират високи температури, разходите за поддръжката им остават ниски.

2. МНОГОПРОЦЕСОРНА АРХИТЕКТУРА

Съвременните смарт камери могат да осигуряват скорости до 300 кадъра в секунда (fps) при пълна 12-мегапикселова резолюция в 10-битов режим или 140 fps в 12-битов режим - характеристики, които само допреди няколко години са били непостижими. Намаляването на ROI прозореца от изображението и следователно количеството данни в изображението може допълнително да увеличи скоростта.

Като елемент или модул за обработване на данни обикновено се използва централен процесор с общо предназначение (central processing unit, CPU), графичен процесор (graphics processing unit, GPU), микропроцесор за цифрова обработка на сигнали (digital signal processor, DSP) или програмируема логическа матрица (field-programmable gate array, FPGA).

Фиг.1.: Архитектура на смарт камерите

Важна тенденция в развитието на смарт камерите е използването едновременно на няколко елемента за обработване на данните. Многопроцесорните архитектури са полезни за осигуряване на висока производителност при обработката на изображения, необходима в приложенията на техническото зрение, тъй като при нея дейностите може да се разпределят между отделните процесори. Например точковата обработка и подобни на нея дейности – като изравняване на хистограмите и филтриране – най-ефективно се изпълняват от FPGA, докато задачите по статистическо разпознаване с еталон на клас могат най-добре да се реализират на микропроцесор с общо предназначение [2].

Въпреки че при отделните смарт камери архитектурата е различна, един от дизайните, доказали високата си ефективност, включва ARM процесор, комбиниран с FPGA. Логическата матрица се справя ефикасно с предварителната обработка и комуникационните интерфейси, за да осигури управление в реално време и нулево закъснение. Добавянето на FPGA за предварително обработване от ниско ниво е важна стъпка, тъй като освобождава процесора от тези задачи и той може да се съсредоточи върху високото ниво на обработване , което на свой ред намалява времето за изпълнение и латентността.

Съвременните FPGA, използвани в смарт камерите, може да се персонализират за специални целеви приложения и са предпочитана алтернатива на x86 процесорите. FPGA може вече да управлява видеопреобразувателя и входно-изходните комуникации, което чувствително подобрява работата със заснетите изображения и намалява натоварването на процесора. За разлика от сложните матрици, използвани в по-старите камери, модернизираните FPGA лесно могат да бъдат програмирани с езиците VHDL, Verilog и библиотеки като OpenCL. Потребителите са свободни директно да реализират патентовани алгоритми с цел намаляване на натоварването върху процесора, така че основната му задача да остане анализирането на данните, екстраполирани от FPGA.

3. РАЗПРЕДЕЛЕНИ МРЕЖИ

Стратегията за изграждане на мрежи от смарт камери, реализиращи разпределени алгоритми, също се доказва като ключов компонент за системите с вградено машинно зрение, който дава възможност за използване на технологии, насочени към облачни изчисления, интернет на нещата и много бъдещи приложения.

Разпределените алгоритми са предназначени да се изпълняват на хардуер, съставен от взаимносвързани процесори, и се прилагат в различни области като телекомуникации, изчислителни науки, разпределена информационна обработка и управление на процеси в реално време. Всеки от тези процесори, представляващи възли в мрежата, няма пряка информация за състоянието на останалите възли. Един възел може да извлече състоянието на друг само след получаване на съобщение от него. Предаването на съобщения в разпределените системи има нетривиална стойност, затова разпределените алгоритми целят минимизиране на броя съобщения, необходими за завършване на алгоритъма [5].

Разпределените смарт камери представляват реалновремеви децентрализирани мрежи от вградени системи, които изпълняват сложни задачи с техническо зрение чрез няколко (или много) камери. Този подход възниква благодарение на обединяването на едновременни постижения в четири ключови дисциплини: компютърно зрение, видеопреобразуватели, вградени системи и сензорни мрежи. Разпределянето помага да се намали комуникационното натоварване в мрежата от камери и да се увеличи надеждността и мащабируемостта на многокамерните приложения. То също така олицетворява тенденцията в сензорните мрежи за вътремрежово обработване. Всяка смарт камера, която е част от мрежата, извършва огромен брой изчисления, за да компресира данните за изображението в по-абстрактна форма, което намалява необходимата честотна лента за предаването им. Тези мрежи се възползват от основните техники в организирането на ad hoc сензорни мрежи, но освен това се нуждаят от допълнителни слоеве за управление на локалното и нелокалното обработване [3].

Системите от смарт камери може да се разглеждат като форма на сензорни мрежи с по-различни характеристики: по-малко възли и повече изчислителни, комуникационни и енергийни ресурси във всеки възел. Специфичните характеристики на разпределените камери като сензорни мрежи водят до някои важни проблеми. Повишената скорост на изчисление и комуникация извиква нужда от по-усъвършенствани услуги за разпределени изчисления, например мигриране на задачите и балансиране на натоварването. Тези услуги са особено важни при приложения с повишена сигурност. Необходимо е точно калибриране на мрежите от камери както в пространството, така и във времето. Когато към системата се добави и звукова информация, времевото калибриране става дори още по-важно [3].

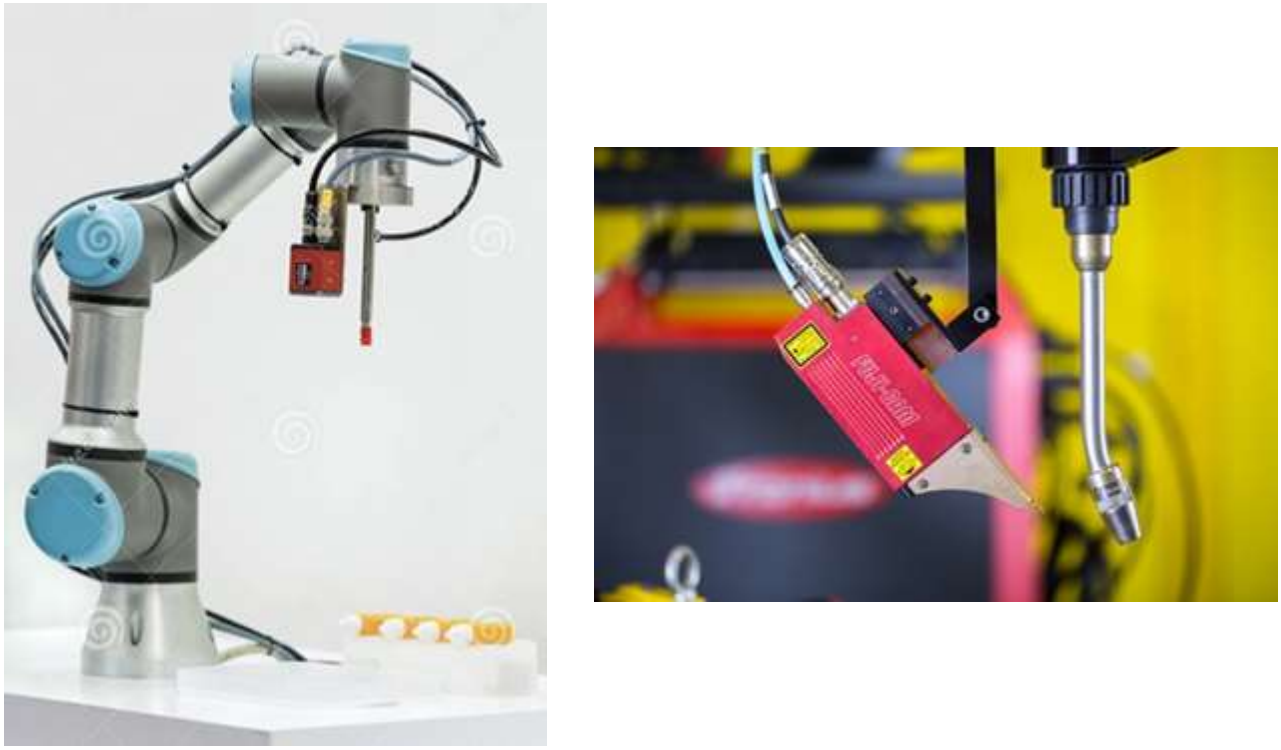
Смарт камерите може да се комбинират с данни от сензори на други свързани устройства и по този начин да се добие представа за това, как всяка стъпка и променлива влияе върху крайния продукт.

Всички приложения на разпределените смарт камери изискват сливане на данните от изображения с цел интерпретиране на сцената. Тъй като обектите на интерес имат сложни геометрични отношения помежду си, за анализирането им

може да е необходимо взаимодействие между различни групи от камери. Поради движението на обектите е възможно групите от взаимодействащи си камери да се променят бързо. Предаването на цялото видеосъдържание от голям брой камери към централен сървър изисква много ресурси и по своята същност е немащабируемо. Комбинацията от много на брой възли, голямо бързодействие и постоянно променящи се връзки между камерите носи редица предимства пред сървърните архитектури, а алгоритмите за разпределени изчисления осигуряват реалистичен подход към създаване на големи децентрализирани системи от смарт камери.

4. МИНИАТЮРИЗАЦИЯ

Вградените приложения на смарт камери и двигатели в последните години бележат сериозен ръст в роботиката, автомобилостроенето, производството на медицински изделия и лабораторната автоматика. Това основно се дължи на изключително малкия размер на смарт камерите, както и на факта, че те съдържат всички необходими елементи за осветяване, увеличаване, обработване и комуникиране в един завършен сензорен модул. Много ключови компании в сферата на медицинската образна диагностика предоставят решения, реализирани с вградена образна технология. Тези малки, ефективни и „умни“ камери обикновено се монтират неподвижно или към малки роботи във вътрешността на автоматичното оборудване.



Фиг.2.: Ляво: индустриален робот на Microscan със смарт камера Vision HAWK; горе: лазерно насочвана смарт камера за заваряващи роботи на Fanuc [7]

Това им помага да извършват действия като идентифициране на проби и реагенти, измерване на нивото на запълване, следене за наличие и отсъствие, качествени (напр. цветово) и количествени измервания на линейни и обемни величини, как-

то и много други дейности с цел проследяване на правилното протичане на процесите [6].
Новата вълна от смарт камери е стимулирана от тенденцията за все по-широко използване на миниатюрни, нискоенергийни технологии, много от които са заимствани от потребителските видеоустройства. Инженерите пренасят ARM процесорите, CMOS сензорите и други компоненти, типично използвани в устройства като смартфони, за да разработват още по-малки и „умни“ камери, удовлетворяващи все по-строгите изисквания за надеждност, гъвкавост и възпроизводимост, присъщи на техническото зрение. В резултат на това новото поколение смарт камери се приема все по-мащабно в роботиката, наблюдението, самоуправляемите автомобили, здравеопазването, както и в традиционните приложения на техническо зрение като например автоматичното производство.
В електрониката и здравеопазването има особено силна нужда от използване на миниатюрни баркодове. Когато става въпрос за приложението на смарт камерите за разчитане на баркодове, тенденцията за миниатюризация в електрониката, както и изискванията на системите за присвояване на уникални идентификатори към медицинските изделия (напр. UDI) при производството им и в лабораторната автоматика, увеличават значението на способността за надеждно и съгласувано разчитане на такива малки кодове, които в някои случаи дори са невидими за човешкото око.
Наблюдава се и тенденция за заемане на технологии от смарт камерите за техническо зрение и оползотворяването им в потребителските камери, най-вече в развлекателната индустрия. Компанията Google например представи през 2018 г. продукта си Clips – нова камера, която използва машинно обучение, за да прави автоматично снимки на хора, домашни любимци и други неща, които намери за интересни. Също така много смартфони вече използват разпознаване на лицето за отключване.

5. ИНДУСТРИЯ 4.0

С наименованието Индустрия 4.0 се означава съвременната тенденция за автоматизиране и обмен на данни в производствените технологии. Тя включва кибер-физични системи, интернет на нещата, облачни и когнитивни изчисления. Често се нарича „четвъртата индустриална революция“.
В условията на Индустрия 4.0 устройствата се свързват с други компоненти и системи, участващи в създаването на индустриална стойност, с вътрешните локални индустриални мрежи и с интернет. Смарт камерите се свързват чрез локални мрежи (най-често Ethernet) към автоматични устройства, които реагират на подаваната информация, което незабавно води до желаното действие без никаква човешка намеса. От обикновен реактивен инструмент за откриване на дефекти днешните смарт камери се превръщат в извличащ инструмент, който използва техники от науката за данните и статистически методи в стила на големите данни (big data) за извличане на информация от изображения и прилагането ѝ в цялото предприятие.
Смарт камерите се вписват подходящо в концепцията за „умна фабрика“, тъй като предлагат резолюция от много мегапиксели и скорост, сравнима с тази на

система с ПК, но без размерите, отделяната топлина и енергийната консумация, присъщи на масивните процесори и сензори. Освен това, тъй като свързаността е ключов фактор, определящ успешната програма в Индустрия 4.0, много смарт камери са изградени така, че да поддържат широко установени стандарти в техническото зрение, като Camera Link, GigE Vision, CoaXPress или USB 3.

С помощта на смарт камери и анализ на данни например ръководителят на завода може да определи кога даден елемент от оборудването ще се повреди, преди екипът по поддръжката да забележи, че има проблем. Системите улавят предупредителни признаци, използват данни за създаване на график за поддръжка и проактивно обслужват оборудването, преди проблемът да настъпи. Друг пример е употребата на смарт камери за получаване на изображения на формовани детайли на всяка стъпка от производствения процес, започвайки от местоположението на доставчиците. Събраните изображения на детайлите може да бъдат сравнявани с хиляди други, съхранени в облак, за установяване на корелации и тенденции.

Производителите на смарт камери се стремят да поддържат гама от промишлени мрежови стандарти, използвани в автоматиката, така че продуктите им да са способни да комуникират по всички индустриални протоколи и в рамките на стандартни дискретни входно-изходни интерфейси. В наши дни фабричните протоколи могат директно да се интегрират в някои камери, но други протоколи като Ethernet/IP и PROFINET може да изискват конвертори на трети страни [1].

6. ТЕНДЕНЦИИ В СОФТУЕРА

Не по-малко важна от архитектурата на смарт камерите е и лекотата на употребата им, както и възможността за програмиране с цел изпълнение на конкретни задачи с необходимата скорост. Освен че тези камери се предлагат в разнообразни конфигурации от типове на видеопреобразуватели, процесори, входове, изходи и осветителни функции, производителите може да предоставят и продукти за реализиране на специфични задачи, като например прочитане на баркодове. По-старите смарт камери използват затворени софтуерни платформи, което означава, че на тях може да се разполагат само софтуерни продукти от същия производител. Този подход е в пряко противоречие с целите на модерната автоматика, която се стреми към персонализиране, гъвкавост и мащабируемост. Отварянето на платформата обаче предоставя възможност за максимално оползотворяване на производителността на камерата за техническо зрение при по-ниска цена [1].

Много системни интегратори търсят смарт камери, които имат възможности за изпълнение на разнообразни операции по обработка на изображения – например подобряване на изображението, локализиране на характеристики, измерване на обекти, откриване на наличие/отсъствие. В такъв случай програмистът е изправен пред няколко варианта. За удовлетворяване на подобни нужди много производители предлагат смарт камерите си със собствен софтуер и среда за разработка с графичен потребителски интерфейс. Макар употребата на такива камери да е ограничена само до фирмения софтуер, системният интегратор може да разчита на това, че производителят познава отблизо както камерата, така и соф-

туера за анализ и разпознаване на образи, който тя използва. Някои производители - особено онези с традиции в разработването на софтуер за техническо зрение - осъзнават появата на смарт камери от трети страни, подобни на предлагания от тях продукт. Вместо да пренебрегват тази възможност, много традиционни доставчици вече позволяват внедряването на софтуера им в продукти от трети страни. Предлаганите образни средства от по-малко реномираните производители често имат по-ограничена поддръжка, но благодарение на това отворено взаимодействие опитните системни интегратори могат да използват готови софтуерни пакети и камери от трети страни за разработване на най-ефикасното и ефективно решение за задачите си по техническо зрение [2].
В наши дни много компании осъзнават, че основното прочитане или проверка на целостта на данни от баркодове например трябва да бъде допълнено със системи и софтуер за наблюдение в реално време. Чрез внедряване на подобни мрежови системи ръководителите на заводи могат да установяват и класифицират всички грешки при четене и проверка, да визуализират данни за причините – например неизправен принтер за баркодове - и по този начин да увеличат дела на правилно прочетените кодове, да подобрят ефикасността на машините в продуктовата линия и да намалят загубите.

Фиг.3. : Системата Explorer RTM на Cognex може да интерпретира данни за изображения от четци на баркодове, за да осигури информация за работата им и по този начин – за състоянието на периферните устройства в индустриалната мрежа [3].

Компаниите с дълга история в производството на софтуер за техническо зрение разработват опростени потребителски интерфейси, използващи алгоритми за обработка на изображения, които в миналото са предлагани само като функции за езика C. По този начин системните разработчици не е необходимо да извършват сложно софтуерно програмиране и получават свобода да се съсредоточат върху конкретната задача за инспекция.
Докато много патентовани смарт камери са насочени към дейности като четене на баркодове, програмируемите устройства позволяват осъществяване на разно-

образни задачи от техническото зрение. Вместо да избират смарт камера от фирма, която произвежда както хардуера, така и софтуера, системните интегратори могат да избират камери на трети страни. Тъй като много от тях са базирани на процесори Intel или AMD, разработчиците могат да използват софтуера на производителите на смарт камери, както и такъв за компютърно базирани системи.

Редица производители на смарт камери поддържат също софтуерни пакети за техническо зрение от трети страни. Системите, използващи софтуерен интерфейс въз основа на поток от данни например, може да се програмират за различни задачи като калибриране на камерата, четене на баркодове, 1D и 2D измервания и съвпадение с еталон на клас.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Стремежът към все по-голяма производителност и по-високо качество стимулира развитието на ново поколение усъвършенствани смарт камери за техническо зрение. Те комбинират високи резолюции и скорости, сравними със системите с ПК, без да наследяват недостатъците им, свързани с големи размери, топлоотделяне и енергийна консумация.

Важна тенденция в развитието на промишлените смарт камерите е увеличаването на бързодействието им чрез поделяне на изчислителните задачи между няколко обработващи елемента – най често централен процесор и програмируема логическа матрица.

Благодарение на вградените си микропроцесори и автономната си работа, смарт камерите са особено подходящи за включване в децентрализирани образни мрежи. Обработката на данни чрез разпределени алгоритми има сериозни предимства пред централизирания подход, тъй като не налага предаване на големите количества информация, получена при изпълнение на дейностите по техническо зрение.

Развитието в електрониката като цяло способства и за създаване на все по-малки смарт камери. Продължава успешното им внедряване в много промишлени отрасли, където пространството е ограничено от други машини или е необходимо вграждането им в по-малки устройства, като например мобилни и специализирани роботи.

„Умните“ фабрики, концептуализирани от четвъртата индустриална революция, налагат изисквания за свързаност, автономност и взаимодействие между всички устройства, участващи в технологичния процес. Смарт камерите за техническо зрение играят изключително важна роля в реализирането на тази постановка и способстват вземането на самостоятелни решения без участие на човека.

Системните разработчици, целящи внедряване на смарт камери в производствените си съоръжения, разполагат с няколко различни опции: избор на специализирани устройства с фиксирани функции, програмируеми камери от традиционно установени производители на хардуер и софтуер или камери с отворен код от по-малко реномирани производители. Тук може би по-съществено значение от съотношението цена-производителност имат функционалностите и нивата на софтуерна поддръжка, предлагани от всеки производител.

Много компании възприемат подхода за предоставяне на софтуерни инструменти за конфигуриране на произвежданите от тях камери, вкл. създаване на потребителски алгоритми, чрез лесен за използване интерфейс, което намалява нуждата от конвенционално програмиране.

Макар че към настоящия момент съществуват различни мнения относно справянето с предизвикателствата, наложени от автоматиката, всички се обединяват около факта, че смарт камерите за техническо зрение играят решаваща роля в цялостното ѝ развитие и практическо осъществяване.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Fulvio Pozzalini, Fast-Evolving Smart Cameras are Transforming Machine Vision 01.07.2018
https://www.qualitymag.com/articles/94806-fast-evolving-smart-cameras-are-transforming-machine-vision

[2] Andy Wilson, Smart cameras challenge host-based systems in industrial applications, September 12, 2017
https://www.vision-systems.com/articles/print/volume-22/issue-8/features/smart-cameras-challenge-host-based-systems-in-industrial-applications.html

[3] Bernhard Rinner, Wayne Wolf, An Introduction to Distributed Smart Cameras, Proceedings of the IEEE Vol. 96, No. 10, October 2008

[4] Bart van Dam, Industrial Vision: seeing is believing
https://cellro.com/en/knowledgebase/industrial-vision/

[5] Bernhard Rinner, Wayne Wolf, A Bright Future for Distributed Smart Cameras, Proceedings of the IEEE Vol. 96, No. 10, October 2008

[6] Smart Cameras: Great Things Come in Small Packages, Quality Magazine, December 1, 2017
https://www.qualitymag.com/articles/94388-smart-cameras-great-things-come-in-small-packages

[7] Fanuc introduces laser guided smart welding camera, Robotics Update, March 13, 2018, *http://www.roboticsupdate.com/2018/03/fanuc-introduces-laser-guided-smart-welding-camera/*

Автор: Данаил Славов, ас. инж., катедра Автоматизация на електрозадвижванията; Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *d.slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 08.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Пенчо Венков

КОМБИНИРАНО УПРАВЛЕНИЕ НА СИСТЕМА ЗА ОХЛАДЕНА ВОДА С ТЕРМОПОМПЕН АГРЕГАТ И ВОДООХЛАДИТЕЛНА КУЛА

Христо Стоянов, Дочо Цанков

Резюме: *В работата е представен и реализиран подход за управление на система за охладена вода с термопомпен агрегат и водоохладителна кула. Системата произвежда охладена вода целогодишно и работи в режим на свободно охлаждане през студените месеци, като използва външния въздух и се изключва термопомпеният агрегат. Решението е реализирано чрез програмируем логически контролер и SCADA работна станция за визуализация. Показани са логически блокови схеми и алгоритъм за управление. Създадени са графични екрани, изобразяващи статуса на системата в реално време.*
Ключови думи: *свободно охлаждане, водоохладителна кула, програмируем контролер, термопомпен агрегат*

COMBINED CONTROL OF A CHILLED WATER SYSTEM WITH A HEAT PUMP UNIT AND A WATER COOLING TOWER

Hristo Stoyanov, Docho Tsankov

Abstract: *In the work is presented and implemented approach for control of a chilled water system with a heat pump unit and a water cooling tower. The system produces chilled water all year round and operates in free cooling mode during the cold months using the outside air and shutting off the heat pump unit. The solution is based on a programmable logical controller and SCADA workstation is executed. There are logical block diagrams and control algorithms. Graphic screens with real time system status are developed and established.*
Keywords: *free cooling, water cooling tower, programmable controller, heat pump unit*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Оптимизирането на енергоефективността при управлението на термопомпени системи с работен агент вода или етилен-гликол в производствени сгради е важна част от реализацията на съвременно управление в [1] системите за сградна автоматизация. Интегрирането на интелигентните сградни системи [2] и автоматизирано управление на термопомпените системи цели намаляване на консумацията на енергия, като същевременно гарантира поддържането на зададените параметри.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Водоохладителните кули [3] обикновено се класифицират като директни (с отворен кръг) или индиректни (със затворен кръг) системи за отвеждане на топлина. Директните отворени водоохладителни кули са съоръжения със затворена структура, в които водата е в директен контакт с въздуха. Охладената вода се събира в басейн, оттам тя се подава обратно към работния процес за абсорбиране на топлина. Загретият и овлажнен въздух се изхвърля в атмосферата в достатъчно отдалечена точка от входящите въздушни отвори, за да се предотврати засмукването му обратно в кулата.

В индиректните или водоохладителни кули със затворен кръг не се осъществява директен контакт между въздуха и работния флуид. При тези агрегати се обособяват два отделни кръга – отворен и затворен. Затвореният кръг е свързан с производствения процес и през него протича основният флуид, който трябва да бъде охладен. Отвореният кръг е този, в който протича отвеждането на излишната топлина. Охлаждането на флуида се осъществява чрез преминаването му през тръбен топлообменник, от външната страна на който протича процес на изпарително охлаждане.

Цел на настоящата работа е да предложи контролерно управление на система за производство на охладена вода с възможности за работа в режим на свободно охлаждане и интегрирането му в система за сградна автоматизация, включваща водоохладителна кула от индиректен тип и термопомпен агрегат.

2. ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Обектът за управление представлява система за охладена вода като част от студов център за производство и дистрибуция на промишлена охладена вода и е показан на фиг.1. Налични са два водни циркулационни кръга, като дистрибуцията на водата се осигурява от помпените групи V1 и V2, състоящи се от две помпи – работна и резервна. В зависимост от положенията на отсекателните вентили Y1, Y2 и Y3 и статуса на помпените групи V1 и V2 системата може да работи в два режима – термопомпа и свободно охлаждане.

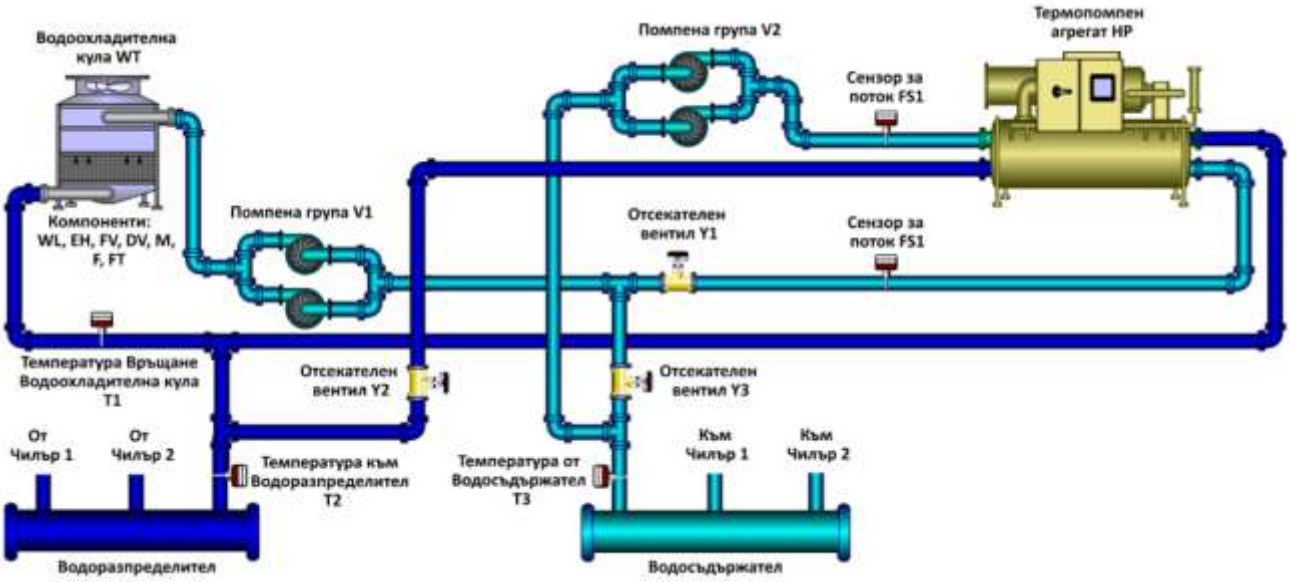
Сензорите за поток служат за потвърждение на наличието му, преди да се даде разрешение за работа на компресорите на термопомпения агрегат.

Сензорите T1, T2 и T3 дават информация за температурата на охладената вода след водоохлаждащата кула, която постъпва във водоразпределителя и се засмуква от водосъдържателя на системата.

Основни компоненти:

- Водоохладителна кула – WT;
    a. Сензор за ниво на открития басей на кулата – WL;
    b. Електрически нагревател на водния басейн – EH;
    c. Вентил за допълване на водния басейн – FV;
    d. Вентил за дрениране на водния басейн – DV;
    e. Циркулационна помпа на водоохладителната кула – M;
    f. Вентилатор – F;
    g. Термостат – воден басейн – FT;

- Помпени групи – V1 и V2;
- Термопомпен агрегат – HP;
- Отсекателни вентили – Y1, Y2 и Y3;
- Температурни сензори – T1, T2 и T3;
- Сензори за поток – FS1 и FS2.



Фиг.1. *Функционална схема на система за охладена вода с термопомпен агрегат и водоохладителна кула*

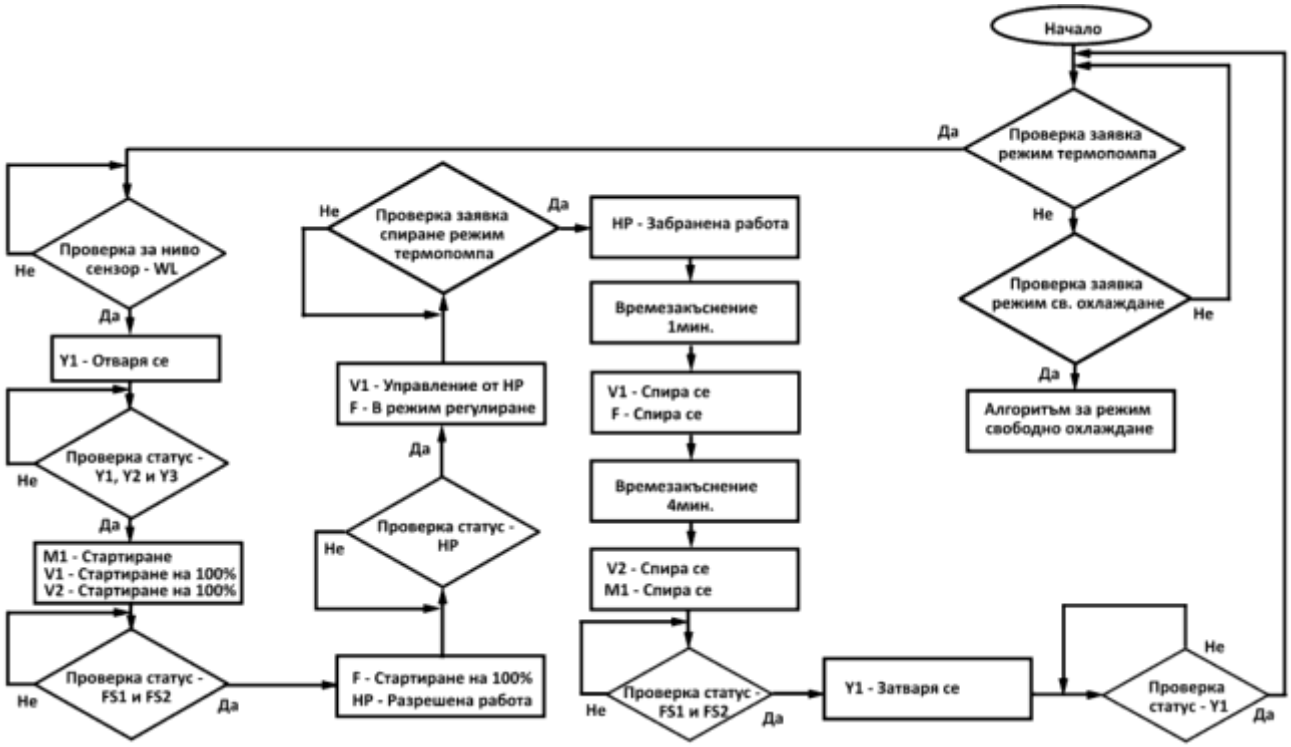
3. АЛГОРИТЪМ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Съставен е алгоритъм за управление системата, позволяващ работа в два режима – режим „термопомпа“ и режим „свободно охлаждане“.

Блоковата схема на предложения алгоритъм за управление в режим „термопомпа“ е показан на фиг.2, като стартирането се свежда до следната последователност от действия:

1. Проверява се нивото на водата в открития басейн дали е в нормални граници чрез показанието на сензор WL.
2. Отваря се вентил Y1.
3. Проверява се статусът на вентили Y2 и Y3 за напълно затворено състояние.
4. След отчитане на напълно отворено състояние на вентил Y1 се стартира помпа M1 и помпи V1 и V2 на фиксирана честота (50Hz – 100%).
5. След потвърждение за наличие на поток от сензорите FS1 и FS2 се стартира вентилаторът F на фиксирана честота (50Hz – 100%) и се подава сигнал за разрешение за работа на термопомпения агрегат HP.
6. След отчитането на управляващ сигнал от HP, помпената група V1 преминава от режим „фиксирана честота“ на режим „подчинено управление“ от термопомпения агрегат HP.

7. Вентилаторът преминава от режим „фиксирана честота“ към режим „регулиране на температура“ в точка T1(задание - 25°C).



Фиг.2. *Блокова схема на алгоритъм за управление в режим термопомпа*

Процесът за стартиране на системата в режим термопомпа е завършен при следните особености:

- Помпите от помпените групи V1 и V2 работят като работна и резервна, реализира се превключването им на всеки 7 дни с цел изравняване на работните часове.
- Нагревателят EH се управлява от термостат FT. При отчитане на сигнал от WL – защита от ниско ниво се спира работата им.
- Допълването на открития воден басейн на водоохладителната кула се извършва от вентил FV след подаден сигнал от сензор на ниво WL. Допълването е блокирано в случай на отчитане на отворено състояние на дренажен вентил DV.
- При отчетен сигнал от системата за контрол на химичния състав на открития воден басейн се стартира процедура по подмяна на водата – отварят се дренажен вентил DV, както и вентил за допълване FV, докато сигналът системата за контрол на химичния състав е активен.

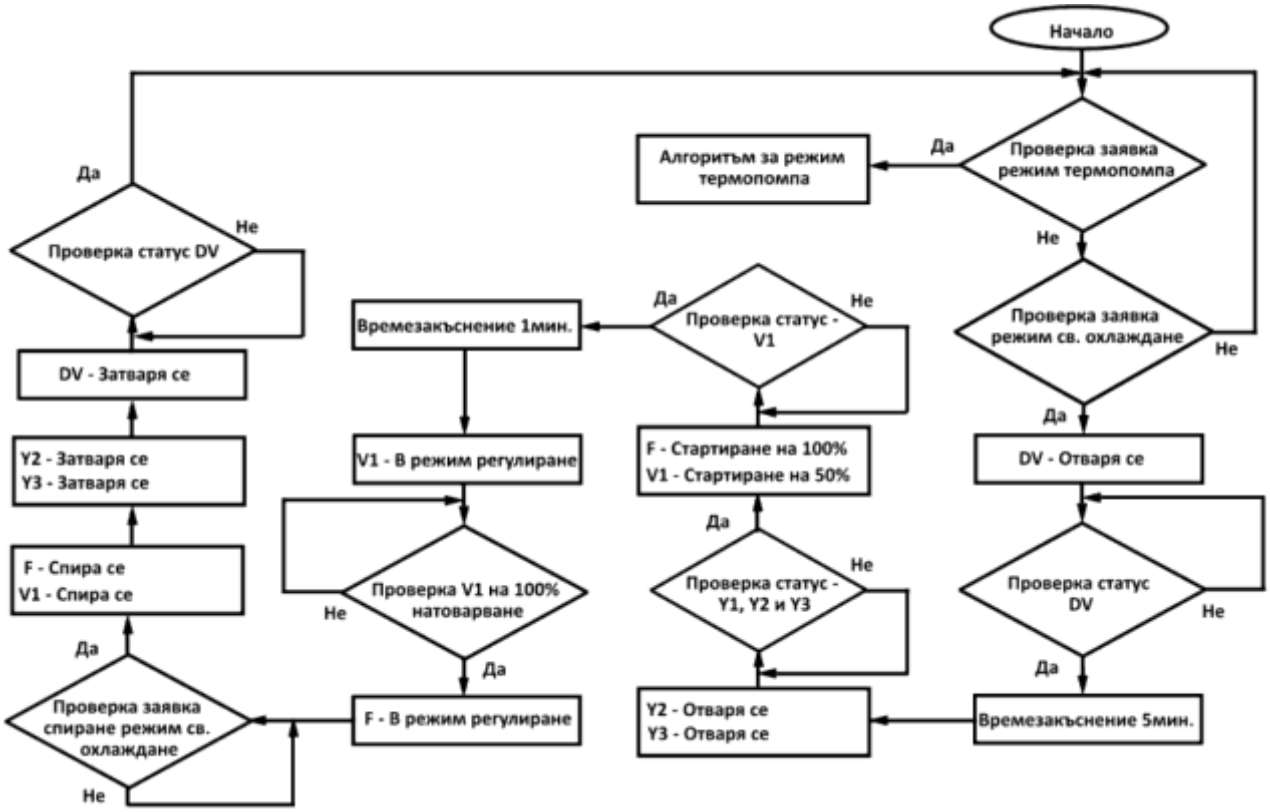
Спирането на режим „термопомпа“ се свежда до следната последователност от действия:

1. Подава се сигнал за забранена работа на HP;
2. След времезакъснение (1 мин.) се спира помпена група V1 и вентилаторът F;
3. След времезакъснение (4 мин.) се спира помпа M1 и помпена група V2;

4. След отчитане на липса на на поток от FS1 и FS2 се затваря вентил Y1;
5. След отчитане на статус „затворено положение“ на вентил Y1 се счита, че е завършен процесът по спиране на системата в режим термопомпа.

Режим „свободно охлаждане“ като алгоритъм за управление е показан на блоковата схема фиг.3 и е актуална следната последователност от действия при стартиране:

1. Отваря се дренажен вентил DV;
2. След отчитане на напълно отворено състояние на дренажен вентил DV и времезакъснение (напр. 5 мин, с което се гарантира, че воднията басейн ще е празен) се отварят се вентили Y2 и Y3;
3. Проверява се статусът на вентили Y1, Y2 и Y3 и се стартират вентилаторът F на фиксирана честота (50Hz - 100%) и помпената група V1 на минимален дебит (25Hz – 50%).



Фиг.3. *Блокова схема на алгоритъм за управление в режим свободно охлаждане*

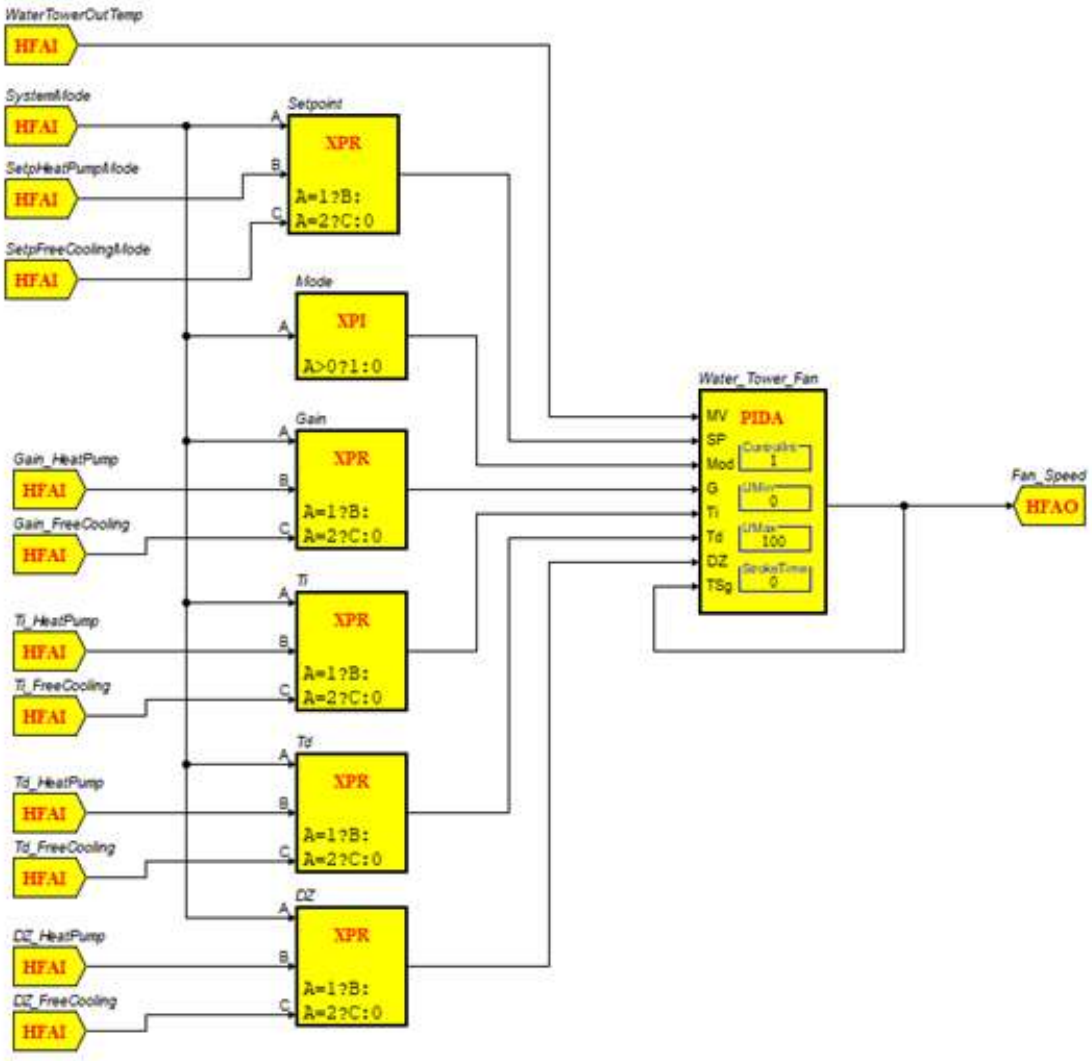
4. След потвърждение за работа от помпена група V1 и времезакъснение (1 мин.) се разрешава работа на регулатора за поддържане на температура в точка T1(7 °C);
5. При отчитане на 100% натоварване на помпена група V1, поддържането на температурата в точка T1 се осъществява чрез регулиране на оборотите на вентилаторът F. Процесът за стартиране на системата е завършен.

Спирането на режим „свободно охлаждане“ се свежда до следната последователност от действия:

1. Спира се помпена група V1 и вентилаторът F;
2. Затварят се вентили Y1 и Y2;
3. Затваря се дренажен вентил DV;
4. След отчитане на затворено положение на дренажен вентил DV се счита, че е завършен процесът по спиране на системата в режим „свободно охлаждане“.

5. ПРОГРАМНА РЕАЛИЗАЦИЯ И ИНТЕГРИРАНЕ В ПЛАТФОРМА ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ „SMARTSTRUXURE“

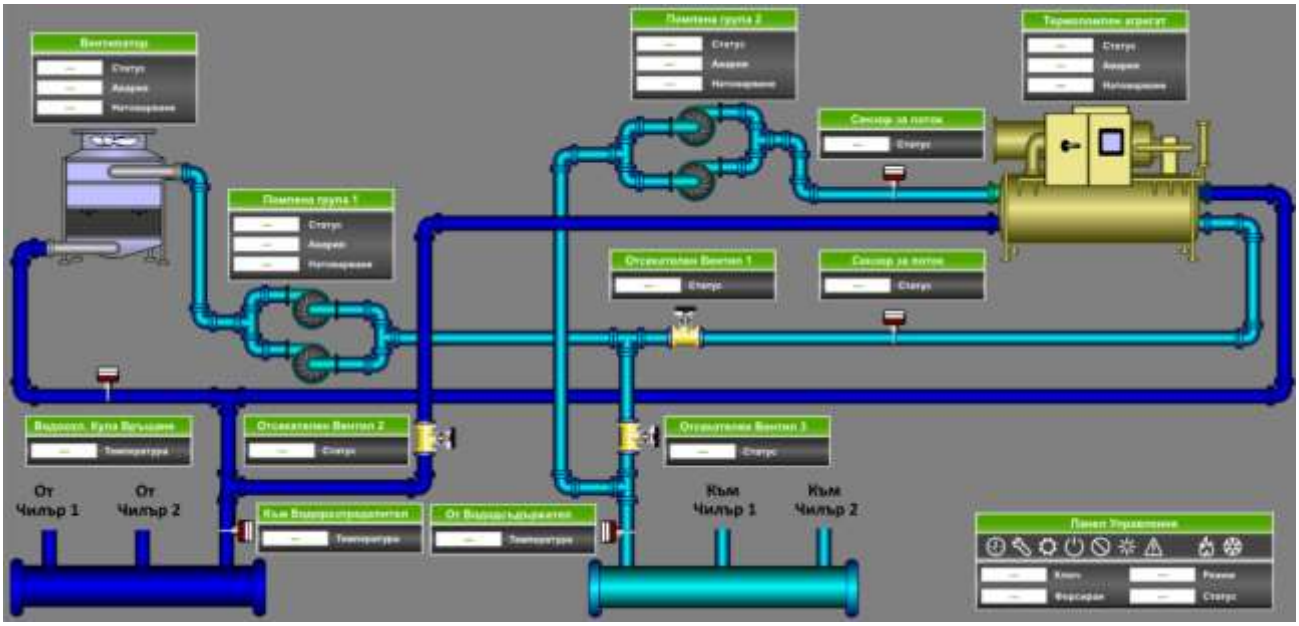
Предложеното управление е реализирано с продуктите на платформата за сградна автоматизация „SmartStruxure“ [4] на Шнайдер Електрик. Програмното осигуряване е изготвено със софтуерните продукти „Building Operation Menta Editor“ [5] и „Building Operation Graphics Editor“ за програмируем логически контролер „Automation Server“. Управлението на скоростта на вентилатора на водоохлаждащата кула в различните режими е реализирано чрез едновременно превключване на параметри на регулатора и заданието (фиг.4).



Фиг.4. *Програмна реализация в софтуерен продукт „Building Operation Menta Editor“*

Създаден е главен графичен екран (фиг.5), изобразяващ статуса на системата в реално време. В конкретния екран се визуализират:

- Статус, наличие на авария и моментно натоварване на вентилатора на водоохладителната кула.
- Статус, наличие на авария и моментно натоварване на помпените групи и термопомпения агрегат.
- Статус на отсекателните вентили.
- Статус на сензорите за поток.
- Показанията в реално време на точките за измерване на температура на охладената вода.
- Панел за управление

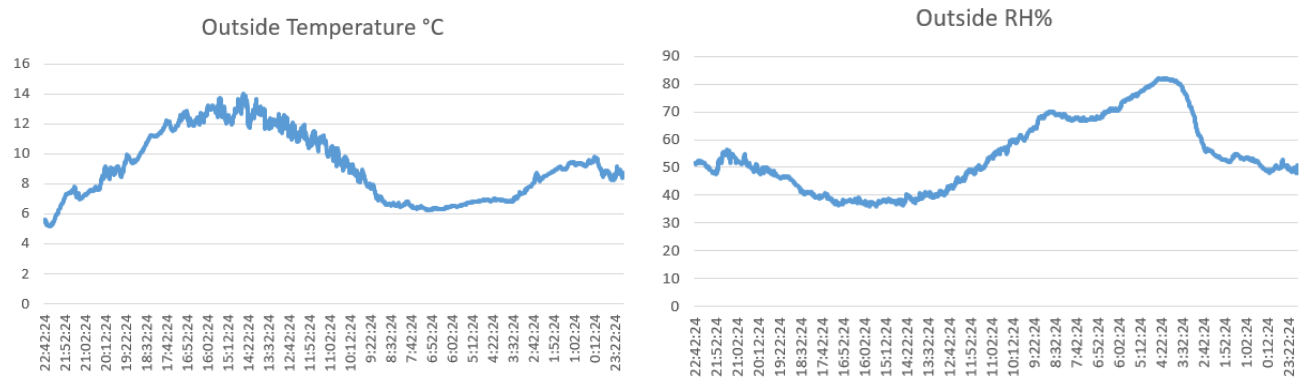


Фиг.5. *Графичен екран показващ статусът на системата в реално време.*

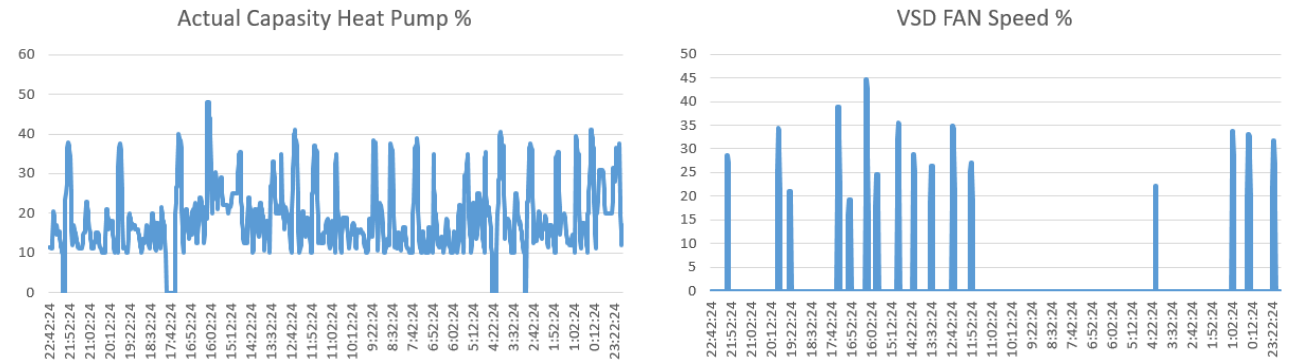
5. РЕЗУЛТАТИ И АНАЛИЗИ

С цел проверка на работоспособността е проведено детайлно наблюдение на основни параметри на системата в режим „термопомпа“ за 24 часа. На фиг.6.1 и фиг.6.2 са визуализирани външните метеорологични условия (температура и относителна влажност) и реакциите на основните агрегати на затворения и отворения кръг на системата (относително натоварване на термопомпата и относителната скорост на вентилатора на водоохладителната кула).

Характерно за този режим е, че температурата на охладената вода подавана към „студовия“ център се поддържа от термопомпения агрегат. Водоохладителната кула осигурява постоянни параметри на кръга за отвеждане на излишната топлина. От външните условия се забелязват два времеви периода – период със сравнително висока външна температура при ниска относителна влажност (над 12°C с максимум 14.1°C и под 40% с минимум 36%) и период със сравнително ниска външна температура при висока относителна влажност (под 9°C с минимум 6.5°C и над 55% с минимум 82%).



Фиг.6.1. *Външна температура и относителна влажност*



Фиг.6.2. *Натоварване на термопомпен агрегат и скорост на вентилатора за водоохладителна кула – затворен тип*

Реакцията на управлението за двата периода се характеризира с повишаване на натоварването на термопомпата, съчетано с работа на вентилатора при първият период (12:42 ÷ 17:42) и запазване на натоварването на термопомпения агрегат и изключване на вентилатора при втория (1:02 ÷ 11:02).

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализирано е комбинирано управление на система за охладена вода с термопомпен агрегат и водоохладителна кула.

Създадените алгоритми позволяват използването на максималния капацитет на агрегатите, като същевременно работните им режими са близки до оптималните по ефективност.

След симулационно изследване в Building Operation Menta Editor“ е реализирано внедряване на управлението в реална система.

В режим „термопомпа“ е извършено детайлно наблюдение на основни параметри на системата в за 24 часа.

Представените експериментални данни показват пълната работоспособност на системата за управление.

ЛИТЕРАТУРА

[1] 2013 ASHRAE handbook fundamentals ISBN 978-1-936504-57-2

[2] Intelligent Buildings and Building Automation ISBN10: 0-415-4750-8

[3] Engineering Manual of Automatic Control

[4] Reference Guide StruxureWare - 2011 Schneider Electric

[5] Building Operation Menta Editor - Technical Manual

Автори: Христо Стоянов, гл. асистент д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *hlstoyanov@yahoo.com*; **Дочо Цанков**, доц. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *d_tsankov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 05.04.2019 г. **Рецензент**: проф. д-р Тодор Йонков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ИНДИРЕКТНО УПРАВЛЕНИЕ НА НАПОР В ПОМПЕНИ АГРЕГАТИ

Дочо Цанков

Резюме: *В представената работа е предложена реализация на индиректно управление на напор в циркулационни помпени агрегати, задвижвани от асинхронни двигатели с честотно управление. В среда Matlab/Simulink е разработен оценител на напор за клас центробежни помпи. Проведено е симулационно изследване на система за индиректно управление на напор.*
Ключови думи: *Matlab/Simulink, циркулационни помпени агрегати, индиректно управление*

INDIRECT HEAD CONTROL IN PUMP AGGREGATES

Docho Tsankov

Abstract*: In the present work is proposed the implementation of indirect head control in circulating pump aggregates driven by asynchronous motors with frequency control. In the Matlab / Simulink environment was developed a centrifugal pump head estimator. Conducted simulation study of a system for indirect head control.*
Keywords: *Matlab/Simulink, centrifugal pump aggregates, indirect control*

ВЪВЕДЕНИЕ

Помпените агрегати намират широко приложение както в сградните системи, така и в цялостните градски системи за отопление, водоснабдяване и канализация. В редица случаи при съгласуването на работата им с различни консуматори и преносни мрежи изискванията за диапазона на изменение на техните параметри като напор и дебит са неефективни със средствата на дроселирането. Методите за осигуряване на необходимото съгласуване преминават през реализацията на различни конфигурации от помпени агрегати, които се базират на: нерегулируеми електрозадвижвания в старт-стопен режим и регулируеми електрозадвижвания с регулиране на скоростта на въртене. Най-разпространени са решенията за управление на скорост от типа: задвижване с асинхронен мотор с накъсо съединен ротор и честотно управление при реализацията на сравнително ниски мощности (500kW) и асинхронен мотор с фазен ротор с възможност за управление както от страна на статора, така и от страна на ротора. Управлението на втория тип системи за електрозадвижване е получило наименованието асинхронни вентилни каскади, като при тях чрез включване на допълнителен

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

източник на регулируемо електродвижещо напрежение в роторната верига енергията от „хлъзгането” се връща в мрежата.

Известно е, че при центробежните помпи 20% намаляване на скоростта на въртене на турбината води до 50% икономия на енергия, докато при обемните и нецентробежните ротационни помпи съотношенията са 30% към 30% [1]. Центробежните помпи са едни от най-използваните помпи в системите за отопление, водоснабдяване и канализация, а като добавим и употребата им в индустрията, тяхното приложение достига до 90% от общото приложение на помпи.

Следователно може да бъде направен изводът, че прилагането на стратегии за управление, водещи до намаляване скоростта на електрозадвижването на помпените агрегати, осигурява и енергоикономичност.

В сградните системи помпените агрегати се включват в различни първични и вторични контури, като различните типове консуматори и техните регулиращи органи в процеса на работа променят основните хидравлични параметри на тези контури. Като класически са се наложили три подхода при управление на помпите: управление от типа постоянно налягане (напор), управление от типа константен дебит и управление с пропорционално налягане (напор). Всеки от методите изисква измерване на съответната управляема координата, но не винаги е възможно съответният сензор да бъде монтиран на най-подходящото място в хидравличната система, което може да доведе до различни нежелани ефекти. Начинът да се избегне това преминава през използване на няколко сензора за една величина, разположени в различни точки, и достига до методи за косвената й оценка.

Основна цел на тази работа е реализация на индиректно управление на напора на центробежна помпа.

ТЕОРЕТИЧНА ОБОСНОВКА

Известно е, че изменението на ъгловата скорост на работното колело при центробежните помпи води до изменение на всички работни параметри на помпата [2,3]. Препоръчва се преизчисляването на основните характеристики на помпата да става чрез така наречените формули на подобие [4], според които връзката между основните параметри на помпата при различни скорости на турбината е функционална зависимост между съотношенията на съответните параметри и съответните скорости. За напор, дебит, мощност и момент те изглеждат по следния начин:

$$\frac{Q_1}{Q_2}=\frac{\omega_1}{\omega_2}\ ;\ \ \frac{H_1}{H_2}=\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2;\ \ \frac{P_1}{P_2}=\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^3\ ;\ \ \frac{M_1}{M_2}=\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \qquad (1)$$

Напорната характеристика на помпата може да се опише [4] чрез полином от 2-ри ред (непълен при използване на помпата в интервал, където КПД има най-голямата стойност или близките до нея стойности) и при отчитане на уравнения (1) ще добие вида:

$$H = H_\phi \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 - S_\phi Q^2 . \qquad (2)$$

където: H_ϕ - фиктивен напор, съответства на нулево подаване (нулев дебит на помпата) , S_ϕ - фиктивно хидравлично съпротивление, ω, ω_n - променливата и номиналната ъглова скорост.

Математически тръбопроводът може да бъде описан чрез уравнението на Бернули:

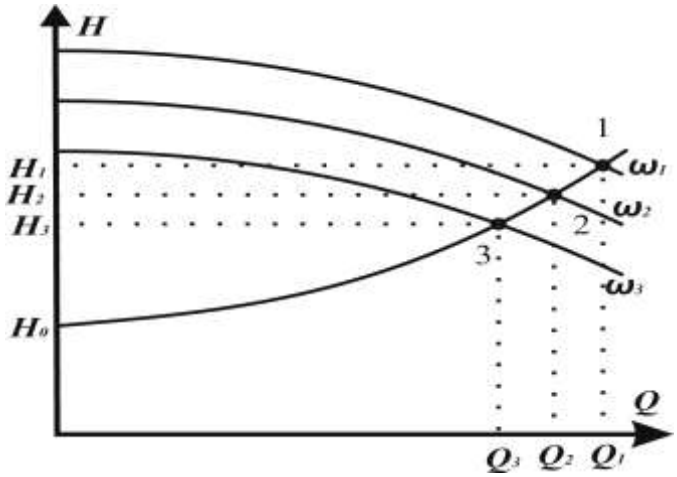
$$\frac{V^2}{2} + gz + \frac{p}{\rho} = B, \qquad (3)$$

където: V - скорост на флуида, g - земно ускорение, ρ, p - плътност и налягане на флуида, z - височината над определена (базова) равнина и B - константа на Бернули.

По-голямо разпространение е получило описание, наречено характеристика на тръбопровода, което има следния вид:

$$H = H_0 + S_t Q^2 , \qquad (4)$$

като тук: H - напор на входа на системата, H_0 - статичен напор, S_t - хидравлично съпротивление на тръбопровода, Q - преминалият през тръбната система дебит.



Фиг.1.

На фиг.1 е показано изменение на напорни характеристики и работни точки на типова центробежна помпа при изменение на ъгловата скорост на турбината.Мощността, която консумира помпата [2,3], зависи от необходимата мощност за преместване на определена маса течност при определени условия и загубите от триене в механичните части и хидравлични загуби. Тези два компонента е прието да се изразяват чрез полезната мощност на помпата и коефициента на полезно действие:

$$P = \frac{\rho g Q H}{\eta} \; [W] \qquad (5)$$

Като за коефициента на полезно действие при регулиране на скоростта може да се използва модифицираната формула на Муди:

$$\eta = 1 - \frac{1 - \eta_H}{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^{0,36}} \quad (6)$$

Работната точка на системата се определя от общото решение на изразите (2) и (4), а механичната връзка в описанието на помпата може да се получи като се изрази моментът на вала на помпата от (5) и (6).

ОЦЕНЯВАНЕ НА НАПОР В ИНТЕГРИРАНИ СГРАДНИ ОВК СИСТЕМИ

При реализацията на оценител на напор може да се използва връзката между дебит и напор в работните характеристики на помпата за различни ъглови скорости. Тогава задачата се свежда до използване на сензор за дебит или добавяне на оценител за дебит. Предложените решения [5,6,7] са свързани с оценката на дебита, като предварително се знае каква консумирана мощност, отговаря на този дебит. Такива данни се дават често от производителите на помпи, но обикновено това е само една характеристика при номинален режим.

Оценяването на дебит/напор преминава през следните етапи, които могат да се използват като алгоритъм:

- Измерване на консумираната активна мощност. Съвременните честотопреобразуватели имат вградена възможност за определяне на редица параметри на двигателя: мощност на вала, скорост на въртене, момент на вала и др. Ако не се разполага с такава възможност, се измерва консумацията преди преобразувателя, но тогава трябва да се отчете общия КПД.

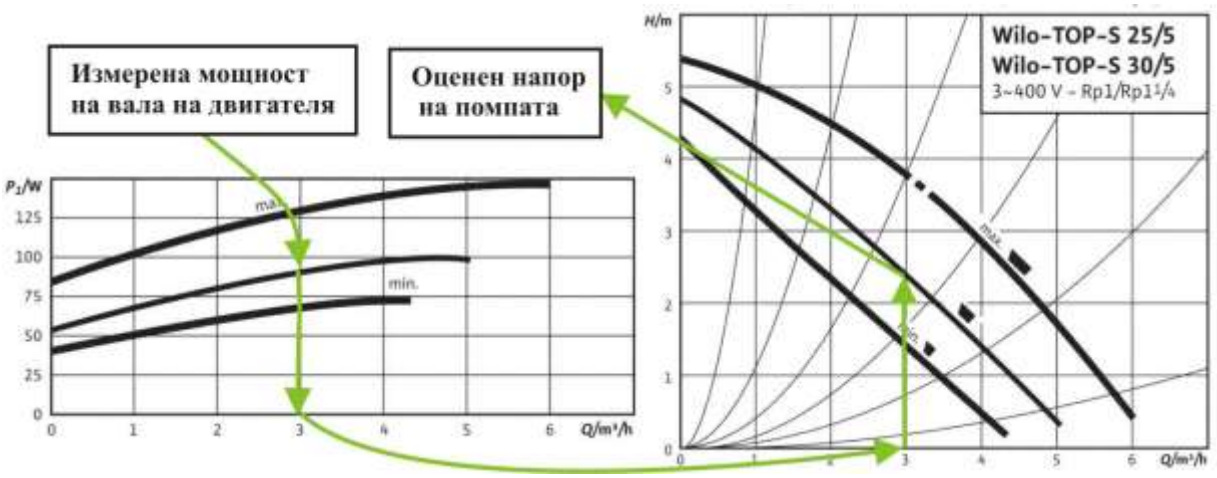
- Измерване или оценяване на ъгловата скорост.

- Получаване на семейство характеристики дебит-консумирана мощност и напор-дебит при различни скорости на помпата. Използват се данни от производителите на базата на поне една характеристика или данните от табелата на помпата. Съществуват методи за получаване на характеристики чрез данните от табелата на помпата, но те не винаги дават необходимата точност.

- За измерената консумирана енергия при дадена ъглова скорост от съответната характеристика на помпата дебит-консумирана мощност се определя дебита.

- От характеристиката напор-дебит за същата ъглова скорост се определя съответстващият на по-горе определения дебит напор.

Този процес е онагледен на фиг.2, използвани са данни за помпа Wilo-top-s-25/5.

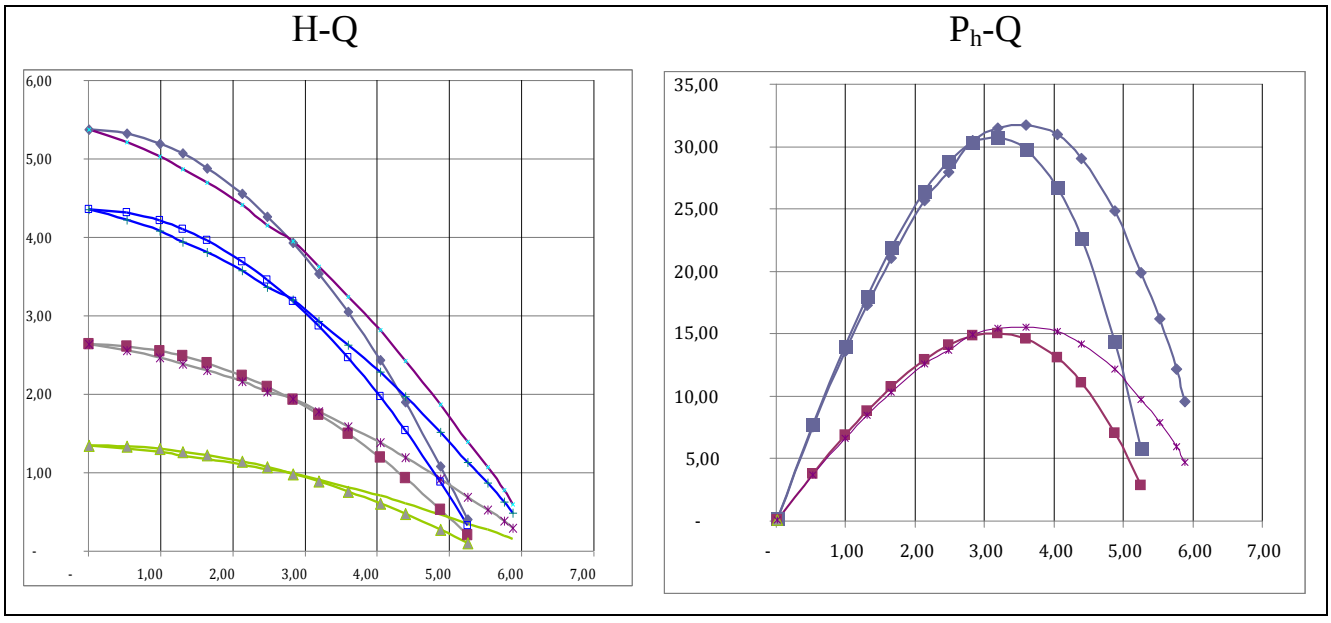


Фиг.2.

Точката от напорната характеристика, от която се получава оценението напор, показва работната точка на системата.

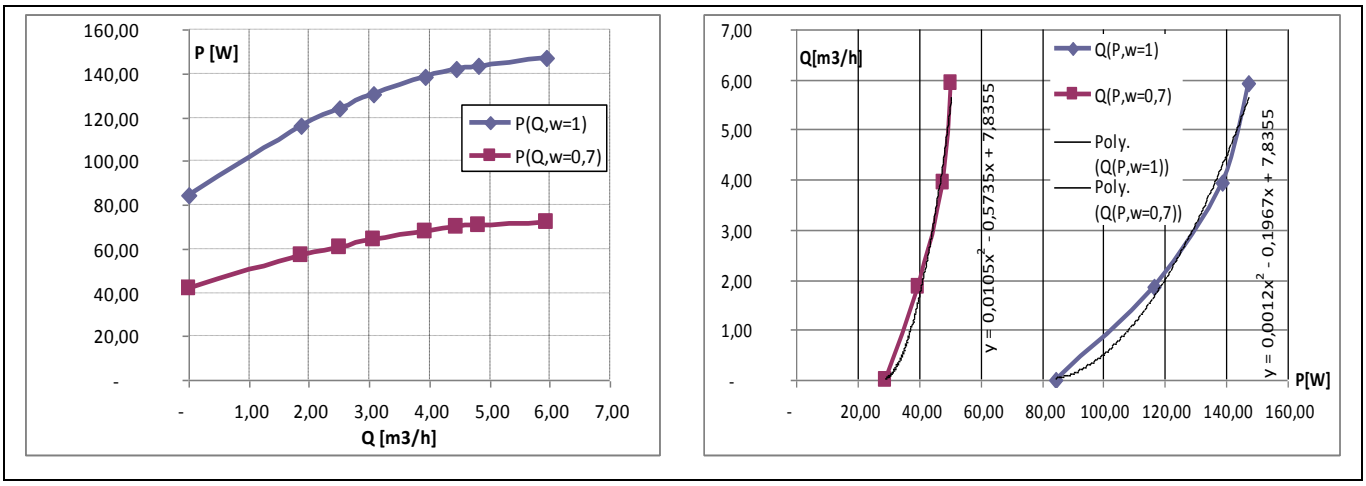
Matlab-РЕАЛИЗАЦИЯ НА ИНДИРЕКТНО УПРАВЛЕНИЕ ПО НАПОР

При моделиране в Matlab/Simulink са използвани данните за помпа Wilo-top-s-25/5. Извършено е преминаване от графичен към аналитичен запис на данните със помощта на софтуера GetData Graph Digitizer. Получените таблични данни са апроксимирани с функционални зависимости. При реализацията на оценител на дебит са изследвани възможностите за използване на класическите зависимости (1)÷(5), като резултатите при оценяване са сравнени с тези на оценител реализиран по апроксимирани функционални зависимости. Завишени отклонения се получават при дебити извън зоната на максимална ефективност на помпата и при големи стойности на дебита. На фиг.3 са показани H-Q и P_h-Q характеристики при изменение на ъгловата скорост в относителни единици в диапазона от 0,3 до 1, като P_h е хидравличната мощност на помпата.



Фиг.3.

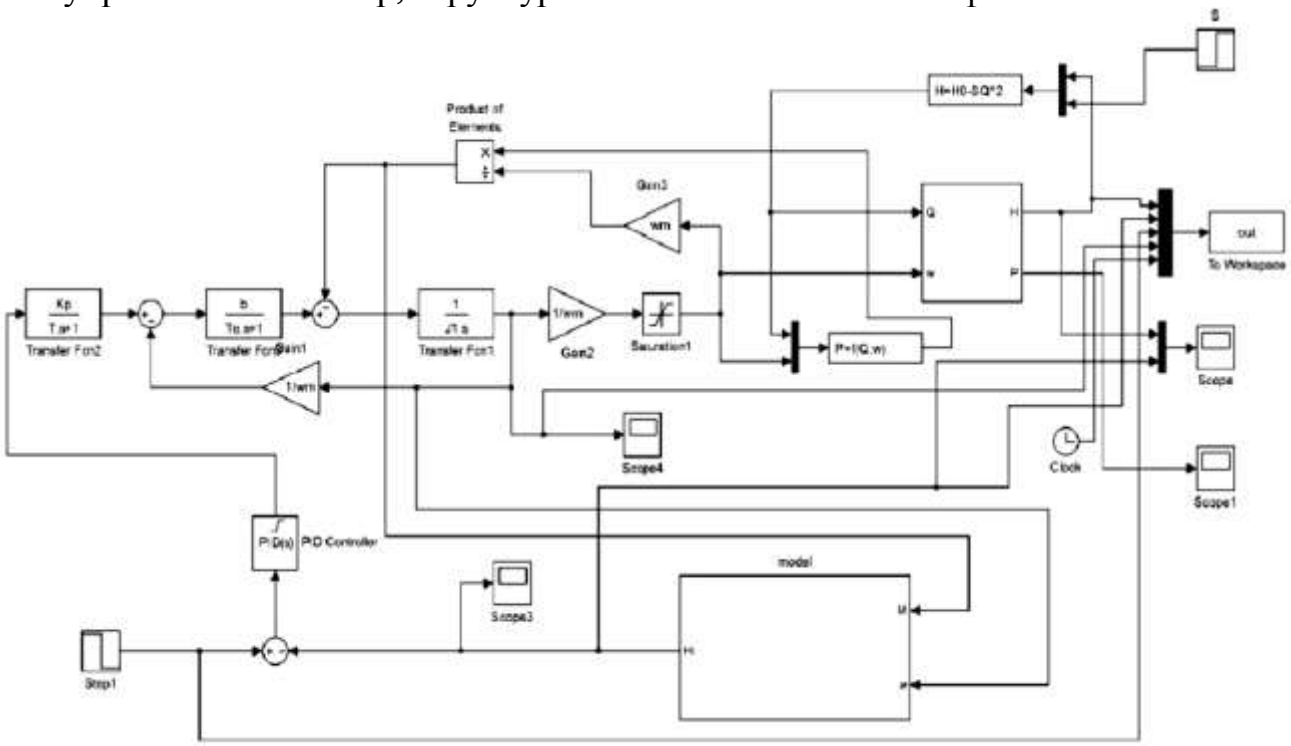
От характеристиките се вижда, че до максимума на мощността максималното относително отклонение е **4%**, докато при стойности на дебита по-високи от дебита, съответстващ на максимална мощност, те достигат до **42%**.



Фиг.4.

На фиг.4 се вижда изменението на консумираната мощност при различни стойности на дебита и различни ъглови скорости.

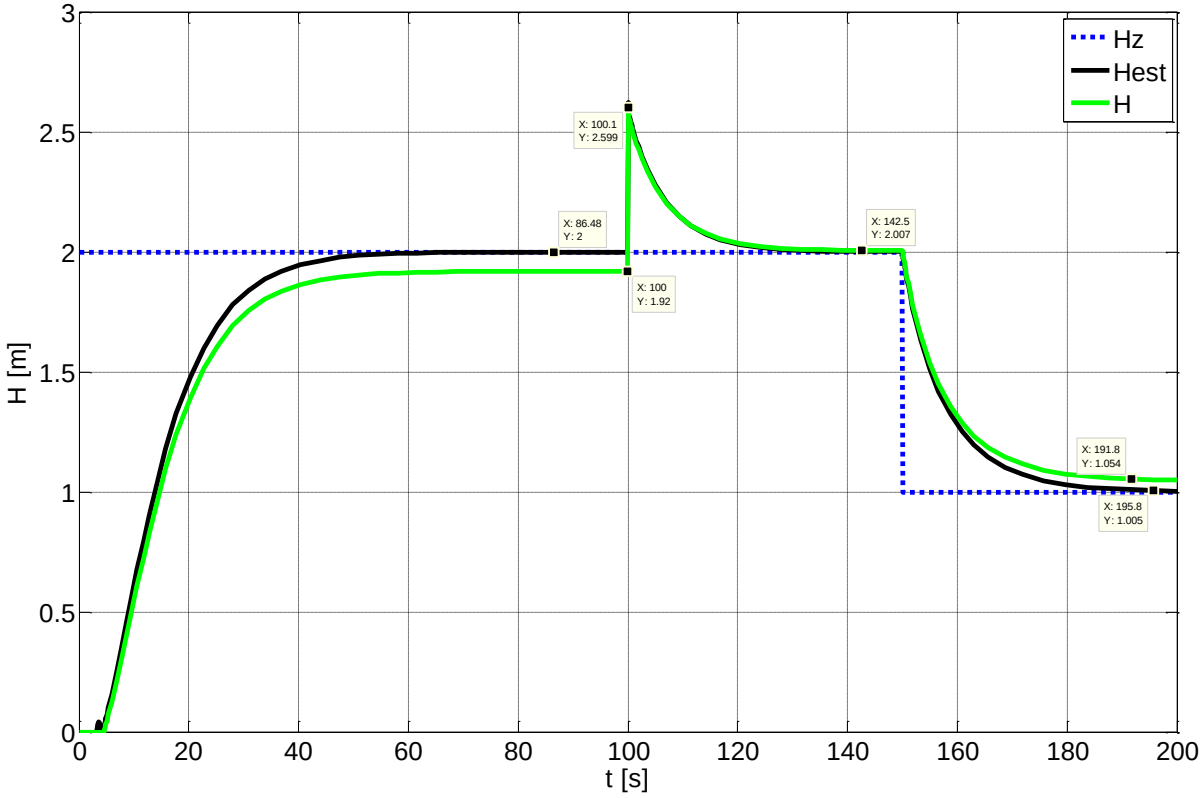
Въз основа на така получените зависимости в Matlab/Simulink е реализиран оценител на напор, работещ по посочения по-горе алгоритъм. След проверка на работоспособността на оценителя е моделирана и цялостна система за индиректно управление на напор, структурната схема е показана на фиг.5.



Фиг.5.

Основни компоненти от моделираната системата са: Електрозадвижване, реализирано с линеаризиран модел, базиран на работната част от механичната характеристика; Модел на помпа, представена с H-Q характеристиката си; Модел на

тръбопроводна система с възможност за изменение на хидравличното съпротивление и статичния напор; Оценител на напор; Паралелен ПИД регулатор.
Проведен е симулационен експеримент при следния сценарий:
Системата започва работа при задание за напор 2 m, което след 150 s се променя на 1 m, през това време изменението на хидравличното съпротивление търпи четирикратно изменение по време на 100-ната секунда. Проведеният експеримент показва напълно работоспособността на системата, а грешките в установен режим са в диапазона на 5%.



Фиг.6.

На фиг.6 е представен резултатът от проведения експеримент. Вижда се, че грешките в установено състояние се дължат на грешки на оценителя на напор.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представената работа е предложена реализация на индиректно управление на напор, базирано на H-Q и P-Q характеристики на циркулационни помпени агрегати, задвижвани от асинхронни двигатели с честотно управление. В среда Matlab/Simulink е разработен оценител на напор за циркулационна центробежна помпа. Проведено е симулационно изследване на система за индиректно управление на напор. Проведеният експеримент показва напълно работоспособността на системата, а грешките в установен режим са в диапазона на 5%. Повишаване на грешките се наблюдава при високи стойности на дебита. Индиректните методи за управление бележат висока степен на развитие, повишаване на изчислителните способности на програмируемите контролери.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/dds/vlt-aqua-drive-fc-202/#tab-overview*

[2] KSB Aktiengesellschaft ,Selecting Centrifugal Pumps, ISBN 3-00-017841-4, KSB Aktiengesellschaft,Communications (V5),67225 Frankenthal / Germany

[3] Sulzer Pumps Ltd, Winterthur,Switzerland,(2010),Centrifugal Pump Handbook, Elsevier, ISBN–13:978-0-75-068612-9

[4] В. Н. Фащиленко, (2011) Регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок горных предприятий, ISBN: 978-5-98672-189-7, Москва „Горная Книга”

[5] *https://www.automaatioseura.fi/site/assets/files/1550/f2077.pdf*

[6] T. Ahonen, J. Tamminen, J. Ahola and J. Kestila (2009), "Sensorless pump operation estimation," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, pp. 1-10

[7] Bakman, Ilja & Vodovozov, Valery (2013), Sensorless pressure control of centrifugal pumps, 304-309. 10.1109/CPE.2013.6601174.

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

Постъпила на 05.04.2019 г. **Рецензент**: проф. д-р Михо Михов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

СЪГЛАСУВАНЕ НА ЗАДВИЖВАНИЯТА ПРИ ПРОБИВНИ МАШИНИ С ЦИФРОВО-ПРОГРАМНО УПРАВЛЕНИЕ

Марин Жилевски

Резюме: *В статията се описва алгоритъм за съгласуване на внедрената система за електрозадвижване на клас пробивни 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 в машината за изпълнение. Представен е конкретен пример, илюстриращ практическото приложение на предложения алгоритъм. Проведените изследвания и получените резултати може да се използват при модернизацията на разглеждания клас металообработващи машини.*
Ключови думи: *пробивни машини, геометричен модел, съгласуване на задвижвания*

COORDINATION OF THE DRIVES IN DRILLING MACHINES WITH DIGITAL PROGRAM CONTROL

Marin Zhilevski

Abstract: *An algorithm for coordination of the implemented electric drive system in a class of drilling machines with digital program control has been described in this paper. Based on specialized software a geometrical model of the processed workpiece 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 machine for execution. Actual example has been presented illustrating the practical implementation of the offered algorithm. Studies carried out and the results obtained can be used in modernization of the considered class of machine tools.*
Keywords: *drilling machines, geometrical model, coordination of drives*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Пробивните машини се използват за механична обработка на различни видове отвори: глухи и светли, цилиндрични и профилни, гладки, стъпални, резбови при детайли с произволна геометрия [1]. Те са изградени от три или повече подавателни, главно и спомагателни задвижвания.

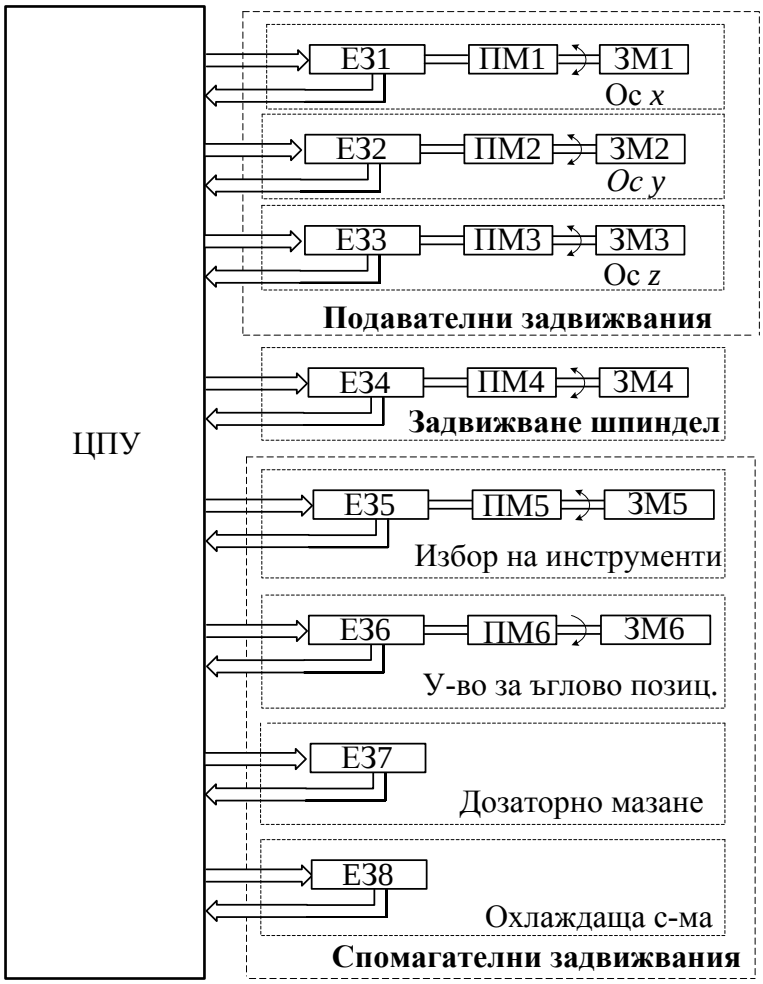
За задвижване на координатните оси и шпиндела се използват постояннотокови и променливотокови електрозадвижвания [2, 3, 4, 5]. Системата за цифрово-програмно управление (СЦПУ) е широко използвана за управление на допълни-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

телните спомагателни подсистеми. Това става с помощта на разработени ладер диаграми, които се въвежда в програмируемия логически контролер. Разработката на ладер диаграмите в се осъществява по определен алгоритъм, представен в [6].

При модернизацията на клас пробивни машини се въвежда устройство за ъглово позициониране на детайла. Целта е да се увеличат производителността и функционалните възможности на машините, да се осигури възможност за обработка на детайли със значително по-сложна геометрична форма и да бъде осигурен значително по- евтин вариант от въртящите се маси.



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

Блоковата схема на системата за електрозадвижване за разглеждания клас пробивни машини е представена на фиг.1, където използваните означения са: ЦПУ – устройство за цифрово-програмно управление; ЕЗ1 – електрозадвижване на координатната ос *x*; ЕЗ2 – електрозадвижване на координатната ос *y*; ЕЗ3 – електрозадвижване на координатната ос *z*; ЕЗ4 – електрозадвижване на шпиндела; ЕЗ5 – електрозадвижване свързано с избора на инструменти; ЕЗ6 – електрозадвижване на устройството за ъглово позициониране на детайла; ЕЗ7 – електрозадвижване на подсистемата на дозаторно мазане; ЕЗ8 – електрозадвижване на охлаждащата система; ПМ1 ÷ ПМ6 – предавателни механизми на съответните електрозадвижвания; ЗМ1 ÷ ЗМ6 – задвижвани механизми.

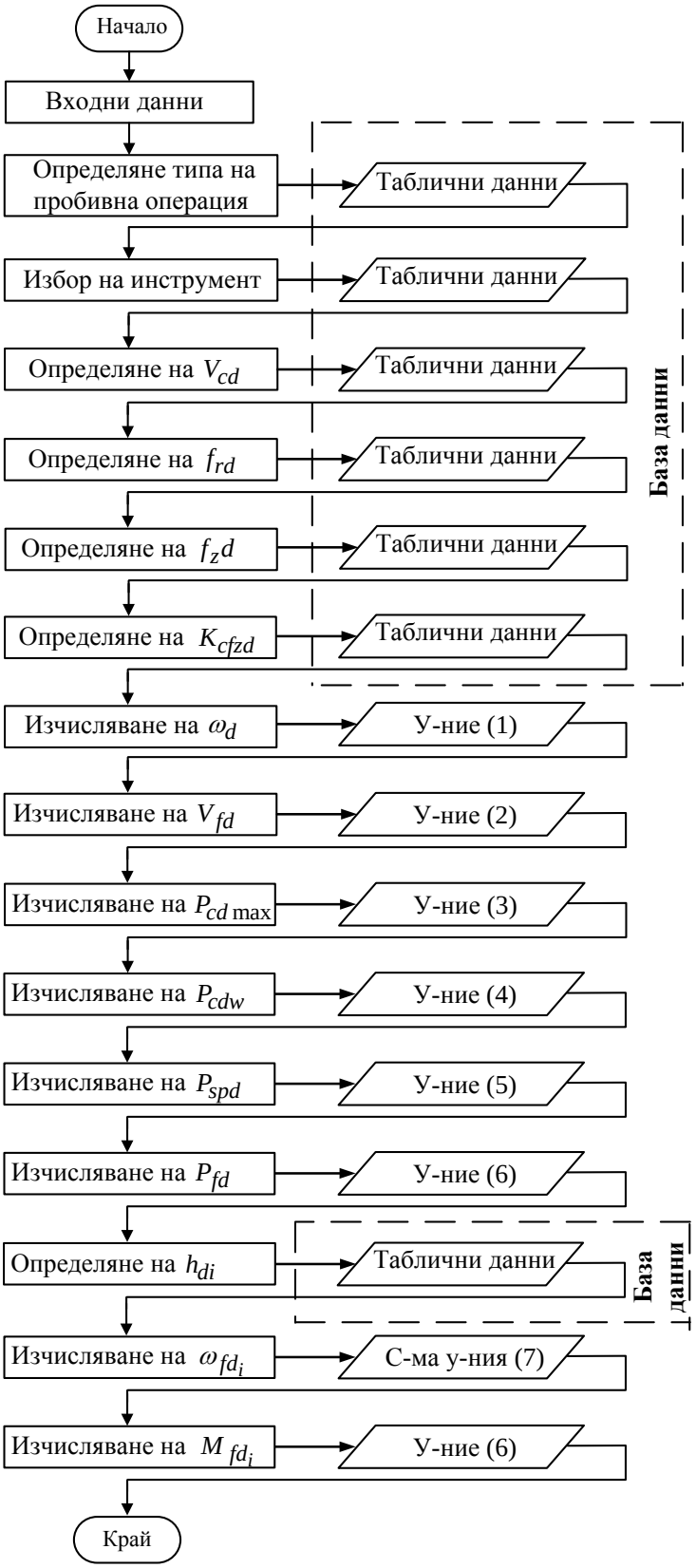
При практическото използване на пробивните машини от съществено значение е да бъде извършено прецизно съгласуване на изчислената и внедрена система за електрозадвижване.
Основните изисквания, които трябва да бъдат отчетени при разработването на алгоритъма за съгласуване на задвижванията са следните: 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. ИЗБОР НА СИСТЕМА ЗА ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ

Блоковата схема на алгоритъма за избор на подавателно и главно електрозадвижвания за пробивни машини е представена на фиг. 2. Използваните означения са следните: D_{gd} – номинален диаметър на механичната предавка, реализирана със сачмено винтова двойка; $D_{cd\,\max}$ – максимален диаметър на инструмента, който може да бъде използван от машината; H_B – твърдост на обработвания материал по Бринел; $V_{d\,\max}$ – максимална скорост на движение на задвижвания механизъм; V_{cd} – скорост на рязане; ω_d – скорост на шпиндела; V_{fd} – скорост на подаване при пробиване; f_{rd} – подаване за радиан; $f_z d$ – подаване за зъб на инструмента; z – брой на зъбите на инструмента; K_{cfzd} – специфична сила на рязане при подаване за зъб на инструмента; η_d – коефициент на пробивната машина; $P_{cd\,\max}$ – максимална мощност, разпределена между подавателното електрозадвижване и електрозадвижването на шпиндела, необходима за извършване на пробивната обработка без отчитане на износването на инструмента; P_{cdw} – мощност, разпределена между подавателното електрозадвижване и електрозадвижването на шпиндела, с отчитане на износването на инструмента; P_{fd} – необходима мощност за подавателното електрозадвижване; P_{spd} – необходима мощност за главното електрозадвижване; h_{di} – номинални стъпки при зададен номинален диаметър на сачмено винтовата двойка; ω_{fd_i} – скорост на търсения двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка; M_{fd_i} – момент на търсеният двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка; $i = 1 \div n$, където n е броят на вариантите.

В предложената методика е използвана сачмено винтова двойка като механична предавка със зададен диаметър на винта. Проектирането и изчисляването на СВД е описано в ISO/DIN стандартите [7, 8].

Като входни данни се задават: $D_{cd\,\max}$; механичната предавка, реализирана със сачмено винтова двойка; най-тежкия режим на пробивна обработка; параметрите D_{gd} , H_B, η_d и $V_{d\,\max}$.



Фиг.2. Блокова схема на алгоритъма за избор на електрозадвижвания.

Скоростта на шпиндела се изчислява със следното уравнение [9]:

$$\omega_d = \frac{V_{cd} \times 2}{D_{cd\,\max}}. \qquad (1)$$

Скоростта на подаване при пробиване се изчислява по уравнението [9]:

$$V_{fd} = f_{rd} \times \omega_d \,. \tag{2}$$

Максималната мощност при пробивна операция без отчитане на износването на инструмента се определя от израза [9]:

$$P_{cd\,\max} = \frac{D_{cd} \times f_{rd} \times V_{cd} \times K_{cfzd} \times \pi \times 10^6}{2\eta_d}. \tag{3}$$

Максималната мощност при пробивна операция с отчитането на износването на инструмента се определя от следния израз [9]:

$$P_{cdw} = (1.1 \div 1.3) \times P_{cd\,\max}. \tag{4}$$

Необходимата мощност за подавателното електрозадвижване на линейната координатна ос се изчислява по уравнението [10]:

$$P_{fd} = (1 \div 5)\% \times P_{cdw}. \tag{5}$$

Необходимата мощност за главното електрозадвижване се изчислява от израза [10]:

$$P_{spd} = (95 \div 99)\% \times P_{cdw}. \tag{6}$$

Със следващата система уравнения се определя скоростта на търсения двигател при различните номинални стъпки на сачмено винтовата двойка [11]:

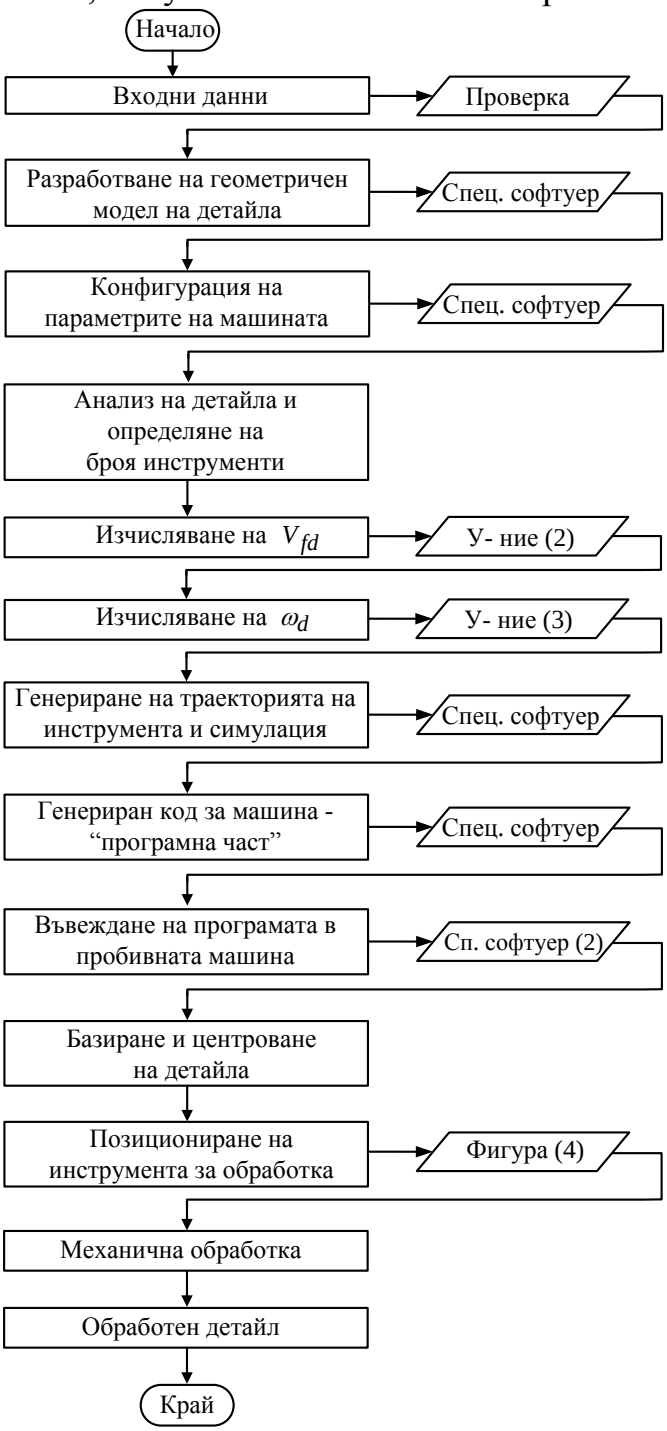
$$\left.\begin{aligned} \omega_{fd_1} &= \frac{V_{d\,\max} \times 2 \times \pi}{h_{d1}} \\ &\vdots \\ \omega_{fd_n} &= \frac{V_{d\,\max} \times 2 \times \pi}{h_{dn}} \end{aligned}\right\}. \tag{7}$$

Моментът на двигателя при различните стойности на скоростта се изчислява със системата уравнения [11].

$$\left.\begin{aligned} M_{fd_1} &= \frac{P_{fd\,\max}}{\omega_{fd_1}} \\ &\vdots \\ M_{fd_n} &= \frac{P_{fd\,\max}}{\omega_{fd_n}} \end{aligned}\right\}. \tag{8}$$

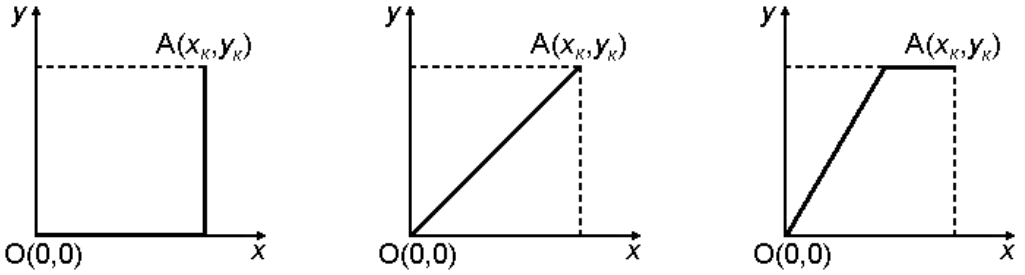
3. ОСОБЕНОСТИ НА АЛГОРИТЪМА ЗА СЪГЛАСУВАНЕ НА ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯТА

Блокова схема на разработения алгоритъм е представена на фиг.3. 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 машината по следната последователност: отчитат се работните ходове спрямо габаритните размери на обработвания детайл; сравняват се параметрите на внедрената система за електрозадвижване с изчислената, получена на базата на алгоритъма от фиг.2.



Фиг.3. Блокова схема на алгоритъма за съгласуване на задвижванията.

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.
След изчисляване на необходимите параметри, следващата стъпка от алгоритъма е базирането, центроването на детайла и съобразяване с координатите на машината.



а) б) в)

Фиг.4. Движение при различни алгоритми за позиционно управление.

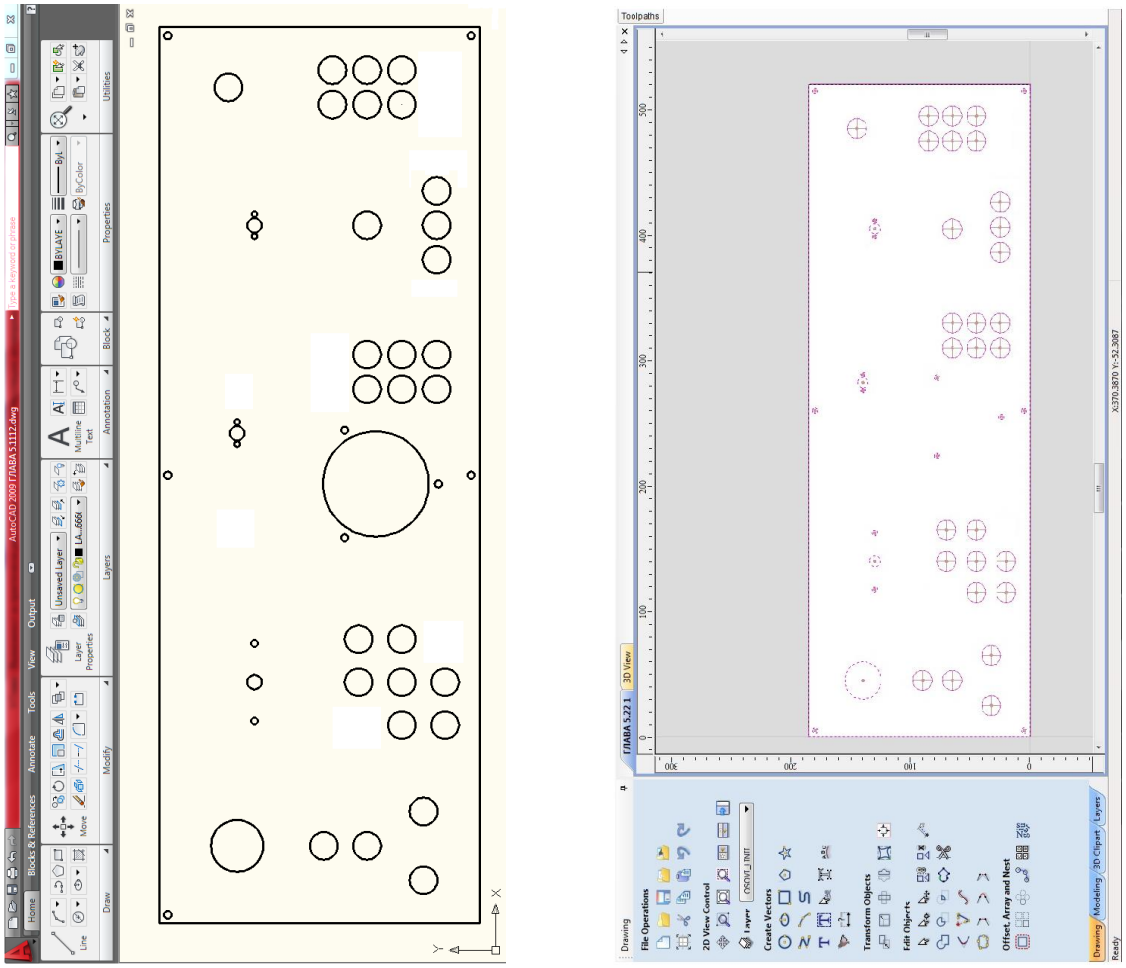
Позиционирането на детайла и инструмента се осъществява посредством подходящи алгоритми за двукоординатно позиционно управление [5], представени на фиг.4, с което се обезпечават изискваните показатели точност, бързодействие и производителност.
Последната стъпка от разработеният алгоритъм е извършването на механичната обработка и получаване на обработения детайл.

4. ПРАКТИЧЕСКО ПРИЛОЖЕНИЕ НА АЛГОРИТЪМА

Практическото приложение на алгоритъма от фиг.3, е илюстрирано посредством разработване на детайл с практическо приложение.
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 0.032 m , Ø 0.042 m , Ø 0.084 m, Ø 0.016 m, Ø 0.030 m, Ø 0.06 m; вид механична обработка –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 пресмятания на базата на методиката от фиг.2, са избрани електрозадвижвания със 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. 5*а* чрез използване на специализиран софтуер – в случая AUTOCAD 2009.
Генерирането на коректна „програмна част“ за машината изисква изчисляване на скоростите на шпиндела и подаването при различните диаметри. При пробиването с диаметър Ø 0.016 m са изчислени:

- скоростта на шпиндела: $\omega_d = \dfrac{V_{cd} \times 2}{D_{cd\,\max}} \approx 204$ rad/s ;

- скоростта на подаване: $V_{fd} = f_{rd} \times \omega_d \approx 4.44$ m/s .



а) б)

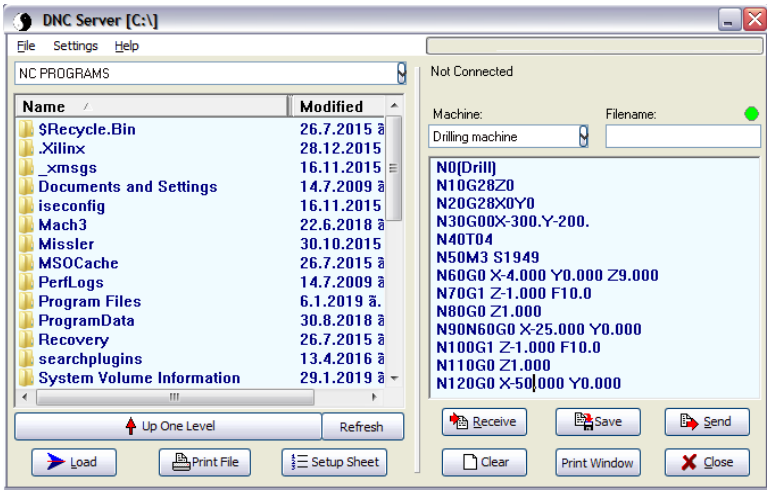
Фиг.5. Геометричен модел на детайла и траектория на инструмента.

Разработения в AUTOCAD модел се въвежда в специализиран софтуер- ASPIRE VECTRIC, за да бъде генериране траекторията на инструмента. Преминава през следните етапи: задават се вида на обработвания материал и габаритните му размери; вида на операцията и параметрите на инструмента; избира се желания контур, който ще се обработва; задава се команда за генериране на траектория на инструмента; генериране на траектория на инструмента, показана на фиг. 5*б* с червена линия.

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

```
N0G90
N10T04
N20M3 S1949
N30G0 X-4.000 Y0.000 Z9.000
N40G1 Z-1.000 F10.0
N50G0 Z1.000
```

На фиг.6 е представен специализиран софтуер, чрез който генерираната програмна част се въвежда в паметта на машината.



Фиг.6. Въвеждане на „програмната част“ чрез специализиран софтуер.

След въвеждане на програмата в машината, се извършват последователно етапите на базиране, центроване на детайла и последвалата механична обработка до получаване на зададения контур.

Фиг.7. Обработен „Пулт за управление“ за машина от разглеждания клас.

Обработеният детайл е „пулт за управление“, внедрен в машина от разглеждания клас, като той е показан на фиг.7 с монтирани върху него необходимите бутони, галетни превключватели и импулсен генератор.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Формулирани са изискванията, които трябва да бъдат отчетени при съгласуване на електрозадвижванията на пробивни машини с ЦПУ.
Показана е методика за избор на подавателни и главни електрозадвижвания за разглеждания клас машини.
Предложен е алгоритъм за координиране на съответните задвижвания, 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 обработвания детайл, генерира се траекторията на инст-

румента, формира се необходимия код за машината и получената програма се въвежда в машината за изпълнение.
Представен е пример като практическо приложение на разработения алгоритъм с обработка на конкретен детайл.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Научноизследователски проект „Перспективни ръководители“ на ТУ – София № 191ПР0002-08/2019.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Попов, Г., *Металорежещи машини, част I: Приложимост, устройство и управление, Книга втора*, Технически университет-София, София, 2010, ISBN 978-954-438-766-2.

[2] 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.

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

[4] Жилевски М., М. Михов, Изследване на подавателни електрозадвижвания за клас металорежещи машини, *Научни известия на НТС по машиностроене*, №. 8, 105-108, 2016, ISSN 1310-3946.

[5] Zhilevski, M., M. Mikhov, Study of Two-Coordinate Electric Drives of Turning Machines, *International Journal of Engineering and Applied Sciences*, Vol. 5, Issue 6, pp. 29-34, 2018, ISSN: 2394-3661.

[6] Жилевска, М., Модернизция на клас фрезови машини, *Технически университет – Габрово*, Дисертация, 2017.

[7] DIN 69051-3: Werkzeugmaschinen; Kugelgewindetriebe; Abnahmebedingungen und AbnahmepruË fungen, 1998.

[8] DIN69051-4: Kugelgewindetriebe–Berechnung der statischen und dynamischen Tragzahl sowie der Lebensdauer, Entwurf April 1989.

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

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

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

Автор: Марин Милков Жилевски, гл. ас. д-р инж., катедра „Автоматизация на електрозадвижванията”, Факултет Автоматика, Технически университет-София, E-mail address: *mzhilevski@abv.bg*

Постъпила на 04.04.2019 г. **Рецензент:** проф. д-р Михо Михов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ПИД-БАЗИРАН ПРЕДИКТОР НА СМИТ В АДАПТИВНА СИСТЕМА С ПАРАМЕТРИЧНО-ЗАВИСИМИ МОДЕЛИ - РЕАЛИЗАЦИЯ С ПЛК ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН ТОПЛИНЕН ОБЕКТ

Станислав Енев

Резюме: *Работата представя синтеза и реализацията с използване на ПЛК на предиктор на Смит с ПИД основен регулатор в система с твърда адаптация за управление на лабораторен топлинен обект. Приложен е аналитико-експериментален подход към моделирането на обекта, като в резултат е дефиниран линеен модел с променливи параметри, обратнопропорционални на разхода на флуид в инсталацията. Впоследствие, разходът е възприет като функционална променлива в системата. Предложена е интересна реализация на адаптивния компенсатор, посредством променлив такт на изпълнение на реализиращия алгоритъм. Представени са резултати от проведени експерименти.*
Ключови думи: *адаптивни системи с параметрично-зависими модели, предиктор на Смит, линейни системи с променливи параметри, управление с ПЛК*

PID-BASED SMITH-PREDICTOR CONTROLLER WITH GAIN-SCHEDULING - PLC IMPLEMENTATION FOR A LABORATORY HEAT-EXCHANGE PROCESS EXPERIMENT

Stanislav Enev

Abstract: *This paper presents the design and PLC-based implementation of a gain-scheduled PID-based Smith-predictor for the control of a laboratory heat-exchange process. Based on theoretical considerations and experimental findings, a linear parameter-varying model is constructed with parameters, defined to be inversely proportional to the flow rate in the system, which is then naturally chosen as scheduling variable. An interesting implementation of the adaptive time-delay compensator by varying the cycle-time of the algorithm execution is proposed. Experimental results with the implemented control law are presented.*
Keywords: *gain-scheduling control, Smith-predictor, LPV-systems, PLC control*

1. INTRODUCTION

Gain-scheduling control [1], [2] is probably the simplest and most intuitive form of adaptive control and is most easily understood as an extension to non-adaptive classical controllers. It inherently provides faster adaptation and doesn't require additional, sometimes, opposing control objectives conditions on signal variations and/or artificial excitation, in order to ensure necessary condition for proper identification and/or

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

convergence of the adaptation algorithm. Moreover, gain-scheduling employs linear control design techniques, thus handling time-delays, which are not easily incorporated in identification procedures and adaptive control schemes, while being typically present in plant transfer function models used for control design. On the downside, it can be claimed that, generally, more work on modeling, identification and design is required before the actual controller commissioning. As with the other adaptive control systems, conditions on nominal and robust stability and performance exist [3], [4] for distinct cases and given certain assumptions (such as "slow variations" of scheduling variables), etc., thus, requiring certain "conservativeness" in controller design and thorough numerical simulations to infer stability and satisfying performance.

A common situation in continuous production process control is a process dynamics, influenced by the production "load", usually determined by the mass flow rate of materials to be processed. Thus the load can be taken as an exogenous parameter in a linear (at least and close to a given operating point) parameter-varying model of the process. If the exogenous parameter is measurable, a gain-scheduling control scheme can be designed and implemented with the potential for a significant improvement in control performance. Typically, another characteristic of the material flow (usually with the nature of process output) acts like signal disturbance in the control loop.

In this paper, the augmentation of the well-known Smith-predictor [5], [6] with a gain-scheduler based on a LPV process model for a laboratory heat-exchange process with time-delay in the input-output path is considered. A linear parameter-varying second-order plus time-delay process model is constructed with the fluid flow defined as scheduling variable and PID controller is used as main controller in the system. Similar control problem is presented in [7] and [8], where the design is carried out for robust stability and performance. While holding the potential for significant gain in control performance, at least when performance is specified and measured in the time-domain, the Smith-predictor is notorious for its sensitivity to parameter variations and has been subject to lots of research in this direction from robust control perspective [9], [10]. The approach, presented in the following could prove to be very useful for alleviating these sensitivity problems.

2. LABORATORY PROCESS EXPERIMENT DESCRIPTION

The laboratory heat-exchanger is depicted in Fig.1. The heated fluid, being water passes through an electrical flow heater with given flow rate and then enters a long coiled pipeline. The temperature of the water at the pipeline's exit point - θ is the controlled variable. The transportation process in the pipeline introduces the significant time delay in the system's input-output path. The control input is the duty cycle - μ in the PWM scheme used to modulate the power to the electric heater, i.e. the fraction of the maximal heating power available, expressed in %. The main disturbance is the temperature of the inflow stream - θ_{in}. Also, with the pipeline being not well insulated, the outlet temperature is affected by the heat transfer to/from the environment when there is a significant deviation from the ambient temperature. Of course, the major factor determining the process' dynamics is the flow rate of the heated fluid. A control loop is implemented in order to stabilize it at a given value or vary it as re-

quired for control design validation purposes. Typical values of the water flow-rate are in the range - $0.5 - 3.0\ l/\min$.

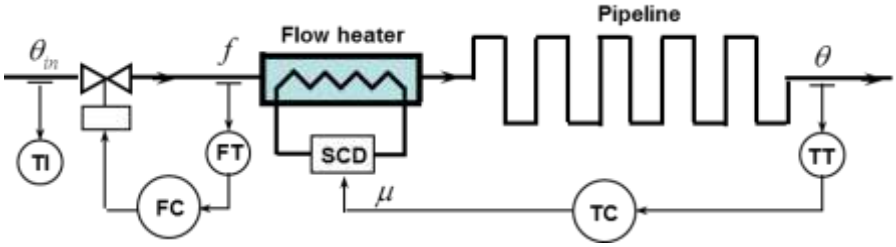


Fig. 1. Process and control system diagram

3. PROCESS MODELING

First-principle considerations

Temperature temporal and space variations in such tank-less heaters is described by partial differential equations. A first-order lumped parameter approximation may be written in the following form:

$$\frac{V}{2f(t)}\frac{d\theta(t)}{dt}+\theta(t)=\frac{1}{f(t)\rho c}Q(t)+\theta_{in}(t), \tag{1}$$

where $Q(t)$ heater power, V - the volume of the heater's housing, ρ - fluid's mass density, c - fluid's specific heat capacity.

It is seen, that at constant flow-rate, i.e. for $f(t)=f^*=const$, the input-output relationship can be approximated by a linear first-order lag with parameters as follows:

$T=\frac{V}{2f^*}$ - time constant, $k_Q=\frac{1}{f^*\rho c}$ - gain with respect to the control input, $k_{\theta_{in}}=1$ - gain with respect to the inlet temperature. Thus, the following plant model structure can be adopted - Fig. 2, representing a parameter-varying description with the flow rate, being an exogenous process variable, taken as parameter. The inlet temperature is considered as the main signal disturbance.

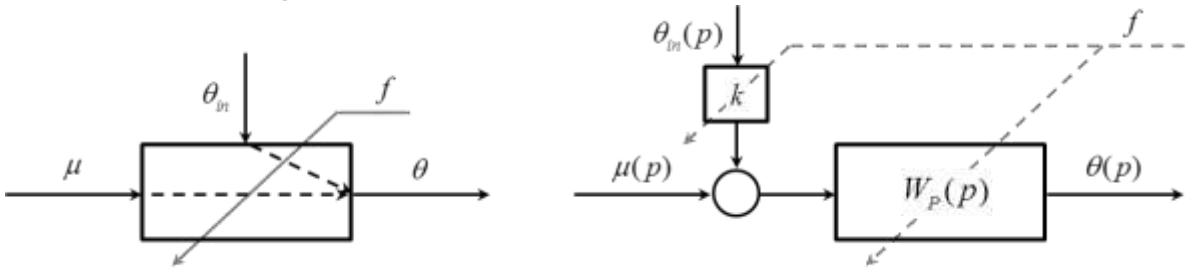


Fig. 2.

A set of open loop experiments were conducted on the process in order to gather data for identification purposes. It was found (as expected) that, for constant flow rate, the process has linear steady-state characteristics and rather similar transient curves throughout the entire operating domain.

In Fig.3 is shown the process response to a series of two step changes of the control input with the flow rate being maintained at $1.5\ l/\min$. The response of a second-order plus time-delay transfer function (2) was fitted to the measured process output and the

following parameter values are found:

$$W(p) \equiv \frac{\theta(p)}{\mu(p)} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} e^{-\tau p}, \tag{2}$$

with: $k = 0.29\ ^{\circ}C/\%$, $T_1 = 80s$, $T_2 = 20s$ and $\tau = 98s$. No improvement on model quality was observed as a result of bringing model order up.

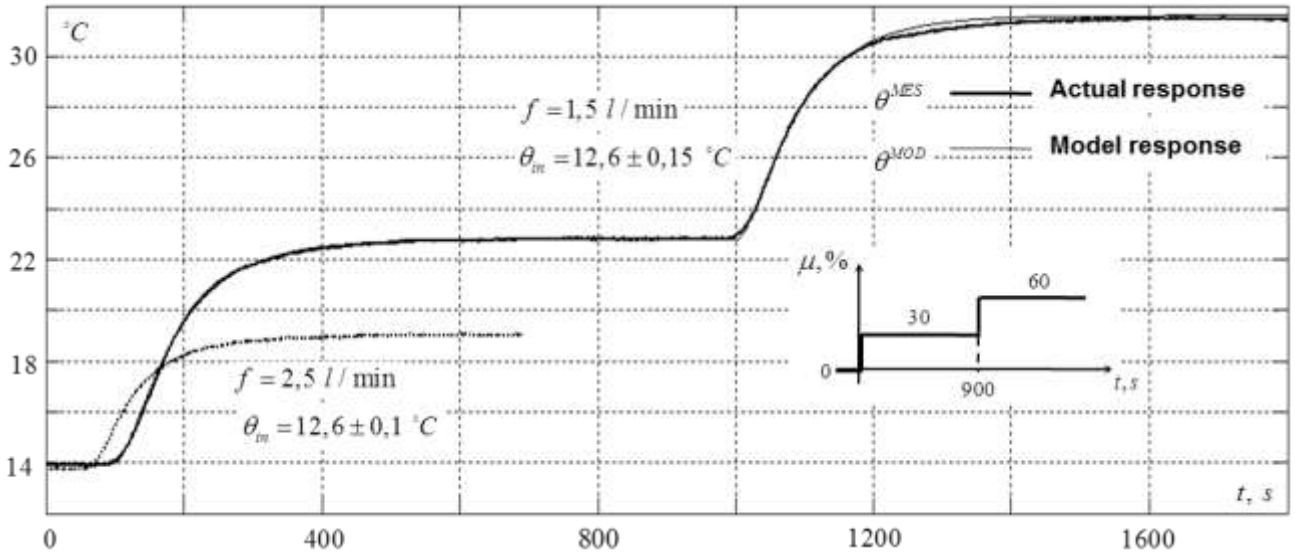


Fig. 3.

Considering (1), the following LPV model of the process is adopted:

$$W_P(p, f) \equiv \frac{\theta(p)}{\mu(p)} = \frac{k(f)}{(T_1(f) p + 1)(T_2(f) p + 1)} e^{-\tau(f) p}, \tag{3}$$

with: $k(f) = 0.435 f^{-1}$, $T_1(f) = 120 f^{-1}$, $T_2(f) = 30 f^{-1}$ and $\tau(f) = 147 f^{-1}$.
The transient for different value of the flow rate, shown in the same plot, confirm the validity of the modeling assumptions.

4. CONTROLLER STRUCTURE AND PID DESIGN

The block-diagram of the proposed control system is depicted in Fig. 4. For design and implementation purposes, the process model transfer function is decomposed in the following form:

$$W_P(p, f) = W_P^R(p, f) W_P^D(p, f), \tag{4}$$

with $W_P^R(p, f)$ - the rational part of (4) and $W_P^D(p, f)$ - the delay part. The PID-controller's transfer function is written in the ideal form:

$$W_{PID}(p, f) = k_R(f)\left(1 + \frac{1}{T_I(f) p} + T_D(f) p\right). \tag{5}$$

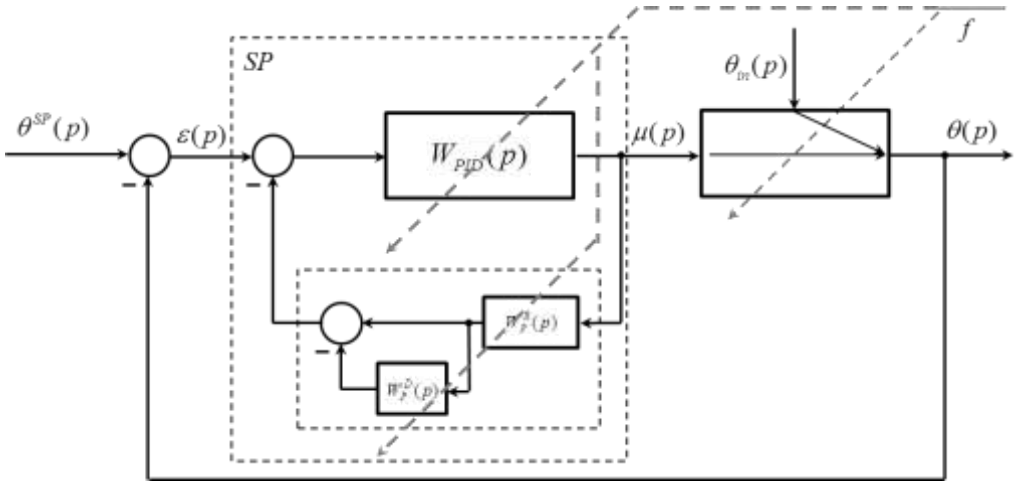


Fig. 4.

Choosing parameter setting as follows:

$$\begin{aligned} T_I(f) &= T_1(f) + T_2(f) \\ T_D(f) &= \frac{T_1(f)T_2(f)}{T_1(f)+T_2(f)}, \\ k_R(f) &= k^{-1}(f) \end{aligned} \tag{6}$$

controller's zeros cancel the poles in $W_P^R(p)$ and the closed-loop system transfer function is obtained as:

$$W_{CL}(p,f) \equiv \frac{\theta(p)}{\theta^{REF}(p)} = \frac{1}{T_I(f)p+1}. \tag{7}$$

5. PLC IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The complete algorithm is implemented in the form of two separate algorithms, running with different cycle times: a fixed cycle time - T_C^{PID} for the main (PID) controller and a variable cycle time - T_C^{SC} for the delay compensator in the Smith predictor.

First, a cycle time of 1sec. for the main controller's algorithm is chosen, that is, we have: $T_C^{PID} = 1$. The overall control input to the process is updated with the same rate. Given the way heating power is imparted to the process, lowering that value would lead to resolution in control output of more than 1%, which is adopted as the lower acceptable limit. Process output to the controller, that is, temperature and flow rate measurements, is "sampled" each 0.1 sec. The PID-controller is realized based on the following discrete-time equivalent:

$$\mathrm{W}_{PID}(z,f) = k_R(f)\left(1 + \frac{T_C^{PID}}{T_I(f)}\frac{z}{z-1} + \frac{T_D(f)}{T_C^{PID}}\frac{z-1}{z}\right), \tag{8}$$

The rational part of the compensator is realized based on the discrete-time equivalent, given by (9):

$$\mathrm{W}_P^R(z,f) \equiv k(f)\mathrm{G}_P^R(z,f), \tag{9}$$

where:

$$G_P^R(z,f)=\frac{(1-e^{-T_c^{SC}/T_1(f)})}{(z-e^{-T_c^{SC}/T_1(f)})}\frac{(1-e^{-T_c^{SC}/T_2(f)})z}{(z-e^{-T_c^{SC}/T_2(f)})}. \tag{10}$$

It is obtained by assuming $W_P^R(p,f)$ to be composed by two first-order lags in series with zero-order holds at their inputs.

The discrete-time model of the delay part is written in the **z**-domain as follows:

$$W_P^D(z,f)=(1-z^{-N}),\ N=\left\lfloor \tau(f)/T_C^{SC} \right\rfloor. \tag{11}$$

It can be noted, that if T_C^{SC} is chosen to be inversely proportional to the flow-rate (as all model parameters have the same kind of dependence), (10) and (11) are no longer parametrically dependent on the scheduling variable. This can simplify the implementation as there will be no need to recalculate model parameters each time for (10) and more importantly, to change buffer size and redistribute values inside the buffer for (11). Thus, the compensator scheduling (excluding the coefficient in (9)) will be implemented by a subroutine, executed with varying rate. For the current implementation, $T_C^{SC}(f)$ is defined as follows:

$$T_C^{SC}(f)\equiv 1.5f^{-1}, \tag{12}$$

which leads to $T_C^{SC}=T_C^{PID}=1$ sec. for $f=1.5\ l/\min$. For (10) and (11), we have respectively:

$$G_P^R(z)=\frac{(1-e^{-1/20})}{(z-e^{-1/20})}\frac{(1-e^{-1/80})}{(z-e^{-1/80})}=\underbrace{\frac{0.0488z}{(z-0.9512)}}_{G_P^{R2}(z)}\underbrace{\frac{0.0124}{(z-0.9876)}}_{G_P^{R1}(z)},\ W_P^D(z)=(1-z^{-98}). \tag{13}$$

The overall controller is implemented according to the block-diagram in Fig. 5.

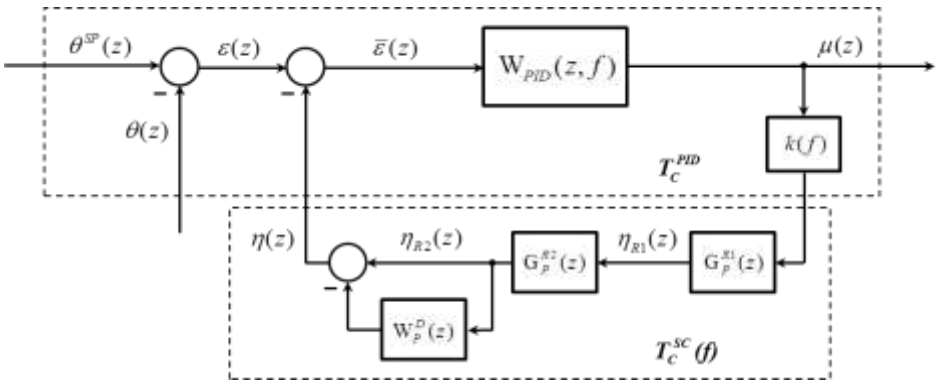


Fig. 5.

The recurrence relations, corresponding to (8) are given by:

$$\begin{aligned}
&\mu_P(n)=\bar{\varepsilon}(n)\\
&\mu_I(n)=\mu_I(n-1)+\frac{T_C^{PID}}{T_I(f)}\bar{\varepsilon}(n)\\
&\mu_D(n)=\frac{T_D(f)}{T_C^{PID}}\left(\bar{\varepsilon}(n)-\bar{\varepsilon}(n-1)\right)\\
&\mu(n)=k_R(f)\left(\mu_P(n)+\mu_I(n)+\mu_D(n)\right)
\end{aligned}, \tag{14}$$

with n "counting" the elapsed T_C^{PID} cycle times. Additional program variables were used to hold the previous values of the integral action and the adjusted control error.

The implemented recurrence relations, corresponding to (13) are given by:

$$\eta_{R1}(m) = 0.9876\eta_{R1}(m-1) + 0.0124\mu(m)$$
$$\eta_{R2}(m) = 0.9512\eta_{R2}(m-1) + 0.0488\eta_{R1}(m-1). \quad (15)$$
$$\eta(m) = \eta_{R2}(m) - \eta_{R2}(m-98)$$

A buffer, size equal to 98 is allocated in the PLC memory and values are shifted one holder cell from input to output each T_C^{SC} sec. The overall controller algorithm is implemented in the form of three cyclically executed subroutines, detailed in Fig. 6.

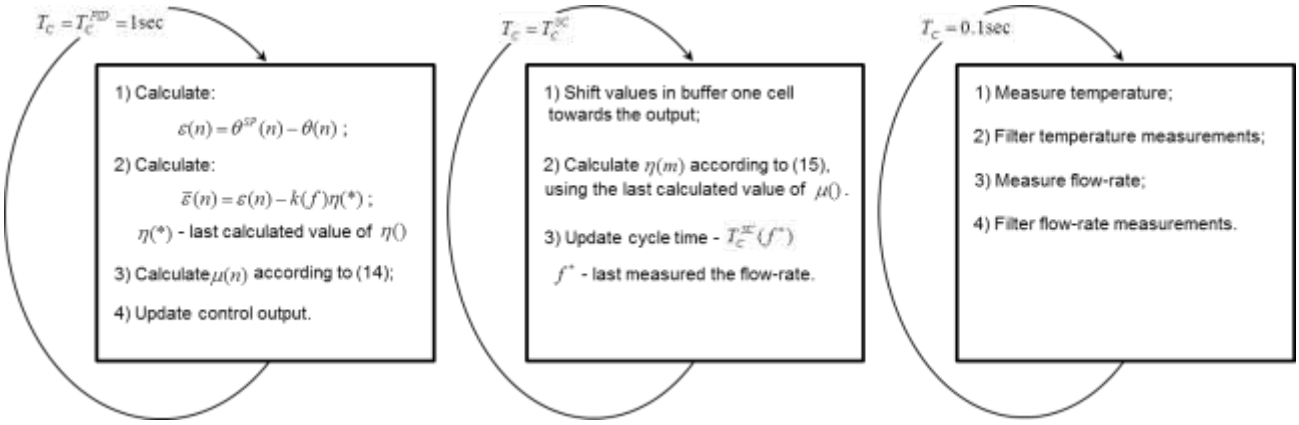


Fig. 6.

Additional logic, not discussed in the present manuscript, assures anti-windup functionalities of the PID-controller and manages different non-regular situations such as out of bounds set-points and others, manual to auto-mode and reverse transitions, initializations, etc.

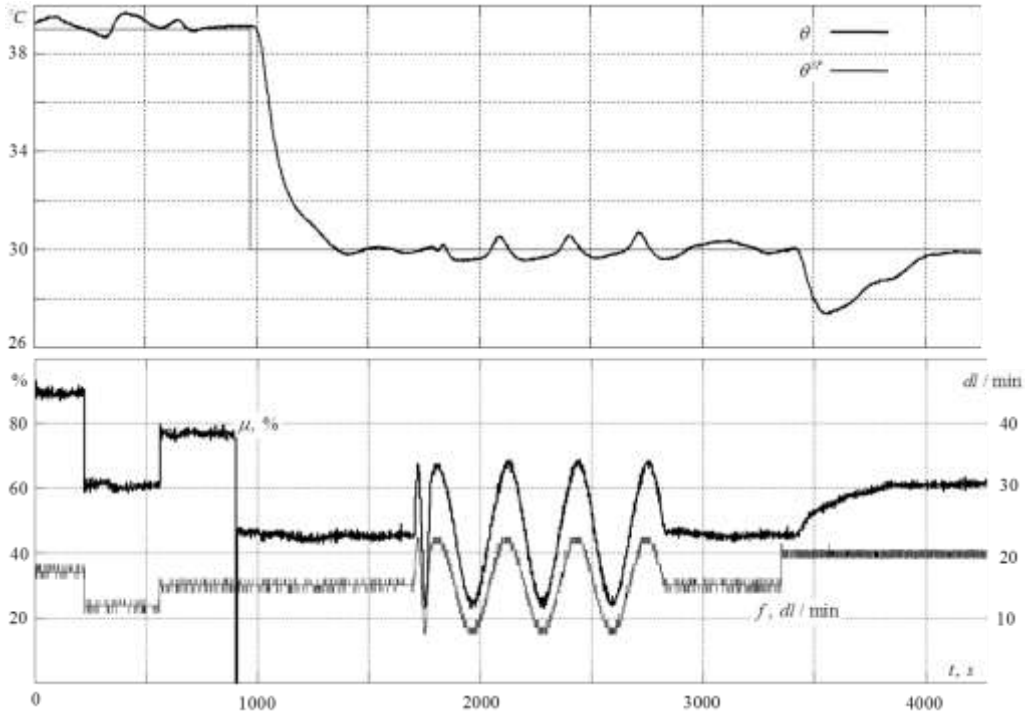


Fig.7.

6. CONCLUSION

An implementation of a gain-scheduled Smith-predictor with PID main controller using a Programmable Logic Controller is presented in the paper. An interesting aspect

of the implementation is the use of variable cycle time for compensator algorithm execution to realize scheduling. It is seen from the experimentally obtained transient responses (Fig. 7), that the gain scheduling actually improves the control system's performance. Further experiments are planned to test the performance in time-varying load conditions during set-point changes in order to fully validate positive results. Performance certainly can be improved by refining process model and using alternative PID tuning.

REFERENCES

[1] Astrom K.J., Wittenmark B. (1995), ***Adaptive control***, 2nd ed. Reading, Mass. ; Wokingham: Addison-Wesley, 1995.

[2] Rugh W., Shamma J. (2000), ***Research on gain scheduling***, Automatica, 36, 2000, pp. 1401-1425.

[3] Shamma J.S., Athans, M. (1990), ***Analysis of gain scheduled control for nonlinear plants***, IEEE Trans. Automatic Control, 35(8), 1990, pp.898-907.

[4] Shamma J.S., Athans, M. (1991), ***Guaranteed Properties of Gain Scheduled Control for Linear Parameter-varying Plants***, Automatica, 27, 3, 1991, pp. 559-564.

[5] Palmor Z.J. (2010), ***Time-delay compensation: Smith Predictor and Its Modifications,*** in: W.S. Levine, (Ed.), The Control Handbook, Second Edition: Control System Fundamentals. Second Edition, CRC Press Inc, 2010.

[6] O'Dwyer A. (2000), ***A survey of techniques for the estimation and compensation of processes with time delay***, Tech. Report AOD.00.03, Dublin Institute of Technology, 2000.

[7] Bolea Y., Puig V., Blesa J. (2014), ***Gain-Scheduled Smith Predictor PID-Based LPV Controller for Open-Flow Canal Control***, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Volume: 22, Issue: 2, March 2014, pp. 468-477.

[8] Puig V., Bolea Y., Blesa J. (2012), ***Robust Gain-Scheduled Smith PID Controllers for Second Order LPV Systems with Time Varying Delay***, IFAC Conference on Advances in PID Control, PID'12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012, IFAC Proceedings Volumes, Volume 45, Issue 3, 2012, pp. 199-204.

[9] Wang Z.-Q., Skogestad S. (1993), ***Robust control of time delay systems using the Smith predictor***, Int. J. Control 57, 1993, pp.1405-1420.

[10] Weidong Z., Xiaoming X. (2001), ***Analytical design and analysis of mismatched Smith predictor***, ISA Trans 40, 2001, p.133-138.

Author: Stanislav Enev, Assoc. Prof. PhD, Department "Industrial Automation", Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *enev@tu-sofia.bg*

Received 25.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Vessela Karlova-Sergieva

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

МОБИЛНА СЕНЗОРНА СИСТЕМА ЗА МОНИТОРИНГ НА ШУМ В ГРАДСКА СРЕДА

Б. Ганев, Д. Николов, Б. Георгиев

Резюме: *Повишените нива на шума (т.нар. шумово замърсяване) в градските среди е често срещан проблем, който сериозно засяга здравето и качеството на живот на хората. Ето защо много изследвания са посветени на измерване нивата на шума в околната среда. В настоящата статия се описва проектирането и създаването на прототип на мобилна безжична система за измерване на тези нива. Системата използва платформата Raspberry Pi 3 и икономически ефективни електронни компоненти. Ресурсите на Raspberry Pi и нейната мащабируема архитектура позволяват измерването на шумовите нива да се извършва едновременно с изчисляването на основни параметри на шума. Изследването на функционалността на възлите при дългосрочни тестове показва, че предлаганият подход осигурява добра основа за мониторинг и създаване на карти за нивата на шума, наричани „шумови карти“.*
Контролни думи: *шум в околната среда, измерване на звуковото налягане, постоянното еквивалентно ниво на звуково налягане, Raspberry Pi*

MOBILE SENSOR NODE FOR NOISE MONITORING IN URBAN AREAS

B. Ganev, D. Nikolov, B. Georgiev

Abstract: *Noise pollution in urban environments is a common problem that affects people's health and quality of life. Therefore, it is one of the main topic discussed in many studies of environmental noise level measurement. This paper describes the design and rapid prototyping of a mobile wireless environmental noise monitoring system based on a Raspberry Pi 3 platform and cost-effective electronic components. Raspberry Pi resources and its scalable architecture allow acoustic level measurement to be carried out simultaneously with the computation of the environmental noise levels. Evaluation of nodes functionality in long-term measurements shows that the proposed approach provides a good foundation for noise monitoring and mapping.*
Key words*: environmental noise, sound pressure measurement, equivalent continuous sound pressure level, Raspberry Pi.*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. УВОД

Доклад [1] на Европейска агенция за околната среда показва, че висок процент от населението на няколко големи европейски столици е изложено на високи нива на шум, причинен от пътното движение. За съжаление, София е на водещо място в класацията за нивата на нощен шум причинен от пътното движение, като над 70 % от населението на София е изложено на шум от пътното движение през нощта с нива по-високи от 50 dB.

Препоръките на Европейската комисия [2] за измерване на нивата на шум изискват все по-висока времева и пространствена разделителна способност, което води до високи разходи. Традиционните подходи за измерване на шум през нощта изискват много времеви и икономически ресурси, като използват специализирано оборудване на висока цена. Измерванията за нивата на шум се използват за създаване на карти на шума, като резултатите от всяка „точка“ на измерване се обработват с програмни инструменти, които използват модели за разпространението на шума и се генерират карти на шумовото замърсяване. Тази ситуация изисква икономически ефективен подход за измерване на нивата на шумовото замърсяване, който да преодолее недостатъците на традиционните методи.

В статията е разгледана разработката на мобилна сензорна система, предназначена за мониторинг на основни шумови параметри.

2. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ

Звукът като механична вълна притежава свойства, присъщи на всички вълни: честота, период, амплитуда, интензитет, скорост, посока на разпространение. Един от основните параметри на звука е звуковото налягане [3]. Мерната единица за звуково налягане е Паскал (Pa). Изразяването на звука в Паскали обаче не е практично поради широкия обхват на интензитета, който човешкото ухо може да възприеме. С увеличаване звуковото налягане звукът се чува по-силно, но възприятието на силата на звука не се увеличава правопропорционално на звуковото налягане, а в логаритмична зависимост. Затова е по-удобно да се изразява, чрез логаритмични величини, а именно децибели (dB) Всеки 10 dB увеличение на нивото на звука, човешкото ухо възприема като приблизително удвояване на силата на звука в доста широк диапазон от амплитуди.

Звуковите нива L_P се изчисляват на логаритмична основа, като се използва съотношението между измереното и еталонно звуково налягане:

$$L_p = 10lg\left(\frac{p_{rms}^2}{p_{ref}^2}\right) = 20lg\left(\frac{p_{rms}}{p_{ref}}\right), [dB], \quad (1)$$

Където: $p_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t1}^{t2} p^2(t)dt}$ е ефективното (RMS) звуково налягане, Pa, и $p_{ref} = 2.10^{-5}Pa = 20\mu Pa$ е сравнителното звуково налягане във въздушна

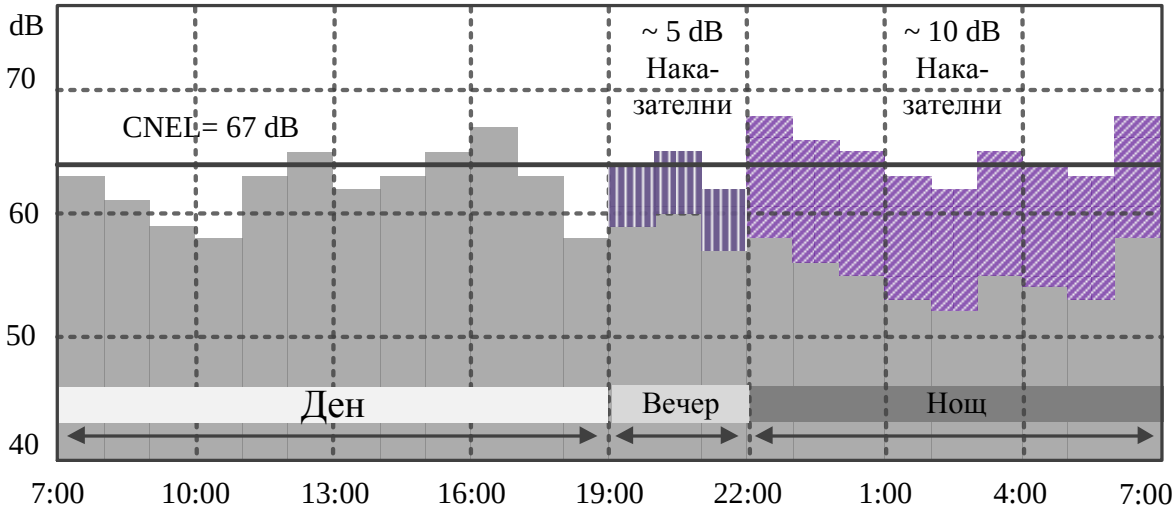
среда, наречено още праг на чуваемост.
Еквивалентното ниво на звуково налягане - L_{eq} е единственият показател, който е широко разпространен при оценката на експозицията на източници на шум. Този параметър се използва за оценяване на звуци с нива, вариращи във времето. Нивото на звуково налягане, осреднено за определен период T, е L_{eq}. Еквивалентното ниво на звука е единица за измерване, при която се използва натрупването на звукови нива за определен период от време. Типичните нива на шума в жилищните сгради и междусградни пространства е в диапазона от $30\ dB$ до $85\ dB$. Обичайното ниво на звука на магистралния трафик е $70\ dB$ и е свързано с дразнещ шум. Излагането за дълъг период на звуково ниво над $85\ dB$ причинява увреждане на слуха. Пиковите стойности на шума често достигат $100 - 105\ dB$. Съгласно стандартите за измерване на нивото на звука, часовникът за реално време на измервателното устройство не трябва да има по-големи отклонения от $5\ s$ от действителното астрономическо време. Времевата разделителна способност за часовника трябва да бъде най-малко $1\ s$ [4]. Мониторът трябва непрекъснато да записва звукови данни и при заявка да показва претеглените чрез А-филтър нива на звуково налягане L_{A} на измервания звук под формата на последователност от данни с осредняванията за 1 секунда или други предварително зададени времена.

$$L_{Aeq,T} = 10\lg\frac{1}{T}\int_0^T 10^{\frac{L_A(t)}{10}}dt = 10\lg\frac{1}{T}\int_0^T 10^{\frac{p^2_{Arms}(t)}{p^2_{ref}}}dt, \qquad (2)$$

Европейската Директива (2002/49/ЕС) [2] използва индикаторът $L_{\mathrm{A}eq,T}$ като база за определяне степента на дискомфорт на населението през различните части от денонощието. За целта са дефинирани следните общи шумови показатели:
***L_{ден}* (дневно ниво на шума)** – представлява А-претеглено осреднено еквивалентно ниво за дълъг период от време, отнесено към всички дневни периоди на годината. Определя се съгласно стандарта ISO 1996-2:1987. Показателят $L_{ден}$ отчита степента на дискомфорт през дневния период от време с продължителност 12 часа (от 7 до 19 ч.).
***L_{вечер}* (вечерно ниво на шума)** – еквивалентно А-претеглено осреднено ниво, отнесено към всички вечерни периоди през годината, в съответствие със стандарта ISO 1996-2:1987. $L_{вечер}$ е свързан с дискомфорта вечерно време и обхваща периода от 19 до 23 ч. с продължителност 4 часа.
***L_{нощ}* (нощно ниво на шума)** – еквивалентно А-претеглено осреднено ниво, отнесено към всички нощни периоди на годината, определено от стандарта ISO 1996-2:1987. Нощният период включва времето от 23 до 7 ч. и е с продължителност от 8 ч. Индикаторът за нощен шум $L_{нощ}$ се използва за оценка на смущенията на съня.
L₂₄ (индикатор ден-вечер-нощ) – представлява А-претеглено еквивалентно продължително ниво на шума, измерено за 24-часов период Фиг.1. Индикаторът определя цялостния дискомфорт и се изчислява на базата на ***L_{ден}*, *L_{вечер}*** и ***L_{нощ}*:**

$$L_{24} = 10\lg\frac{1}{24}\left(12\cdot 10^{\frac{L_{\text{ден}}}{10}} + 4\cdot 10^{\frac{L_{\text{вечер}}+5}{10}} + 8\cdot 10^{\frac{L_{\text{нощ}}+10}{10}}\right). \quad (3)$$

където 5 dB са добавени към нивата между 23:00 и 07:00 часа и 10 dB са добавени към нивата между 19:00 и 23:00 часа с цел да се отрази по-високата чувствителност на населението по време на тези периоди [4].



Фиг.1. Пресмятане на L_{24} [5]

Психоакустиката изучава психологическите и физиологическите особености на възприемането на звука от страна на човека. Както бе посочено звукът в природата е физическо явление, представляващо разпространение на механични вълни във въздушна или друга среда, което е свързано с определени свойства. Психоакустиката е връзката между тези свойства и съответна психологична реакция при човека [6]. Връзката със заобикалящата ни среда има два аспекта:

- Обективен (физически) - Това са процесите, протичащи в околната среда, които са обект на изследване на точните науки.
- Субективен (психологически) - Това са процесите, които протичат в човешкия организъм и психика като отражение на обективните дразнения.

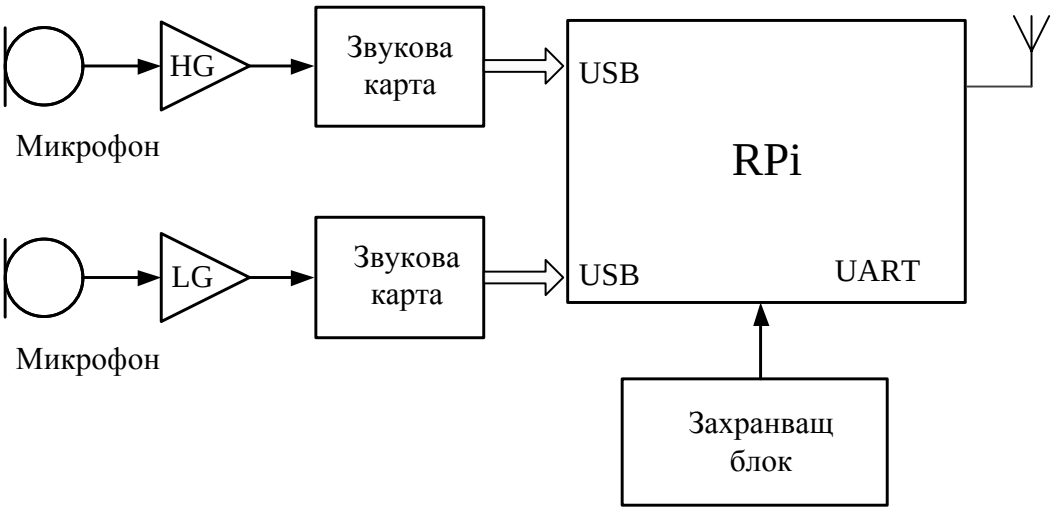
Следователно звукът е не само физичен процес, а и продукт на възприятието, което зависи от индивидуалните психологични особености и способностите на даден индивид.

3. АРХИТЕКТУРА НА ПРЕДЛОЖЕНАТА СИСТЕМА

За реализацията на сензорната система е използвана платформата Raspberry Pi 3, GEMBIRD USB звукова карта и ADMP404 MEMS микрофон. За да се съгласуват аудио входовете с изхода на микрофона, се използва инвертиращ усилвател. Тази конфигурация се захранва с батерия PB-T3 с капацитет 16000 mAh. След продължителна работа измерената средна консумация на ток е около 440 mA при 5 V захранващо напрежение, което позволява непрекъсната работа на устройството за повече от 24 часа, като не се допуска разреждане на акумулаторния

пакет по-голямо от 80 %. Тази конфигурация е поставена в кутия с IP 67 степен на защита.

Микроконтролера на платформата RPi 3 е от типа „система на чип“, с 4-ядрен ARM Cortex-A53 процесор, работещ с честота $1{,}2\ GHz$; графичен процесор; 1 GB RAM; Wi-Fi и Bluetooth модули за безжична комуникация и слот за microSD карта с памет. RPi използва модифицирана версия на операционната система Raspbian, която позволява бързо прототипиране на алгоритми, реализирани в програмната среда на Matlab/Simulink.



Фиг.2. Архитектура на предложената система.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ

Микрофон и усилвател

Уредът за измерване на шум трябва да може да измерва от 40 до 120 dB. За избора на микрофон е необходимо, той да притежава подходяща чувствителност разрешаваща този обхват. Чувствителността на аналоговите микрофони обикновено се задава в единици dBV и показва какво напрежение, измерено във волтове, ще има изходния сигнал за дадено ниво на звуковото налягане. Чувствителността е връзката между линейната единица mV/Pa и логаритмичната единица dBV, и се дава както следва:

$$Sensitivity_{dBV} = 20\lg(\frac{Sensitivity_{mV/Pa}}{Output_{AREF}}), \quad (4)$$

където $Sensitivity_{dBV}$ е чувствителността на микрофона измерена в логаритмична единица dBV, $Sensitivity_{mV/Pa}$ е чувствителността на микрофона в линейната единица $Sensitivity_{mV/Pa}$, а $Output_{AREF}$ е еталонно напрежение със стойност $1000\ mV$.

За ефективната стойност на изходното напрежение на микрофона V_{mic_RMS} се получава:

$$V_{mic_RMS} = 10^{\frac{Sensitivity_{dBV}}{20}}. \quad (5)$$

Избран е MEMS микрофон ADMP401 [7], на Analog Devices. Той съдържа MEMS микрофон, преобразувател на импеданс и изходен усилвател. Чувствителността на ADMP401 е $-42\ dBV$, поради което е избран за измерване, както при високо, така и при ниско налягане. Той има акустична точка на претоварване (acoustic overload point) от $120\ dB_{SPL}$. За микрофон с чувствителност от $-42\ dBV$ се извежда следната зависимост:

$$-42dBV = 20\lg\left(\frac{Sensitivity_{mV/Pa}}{1000\ mV}\right), \quad (6)$$

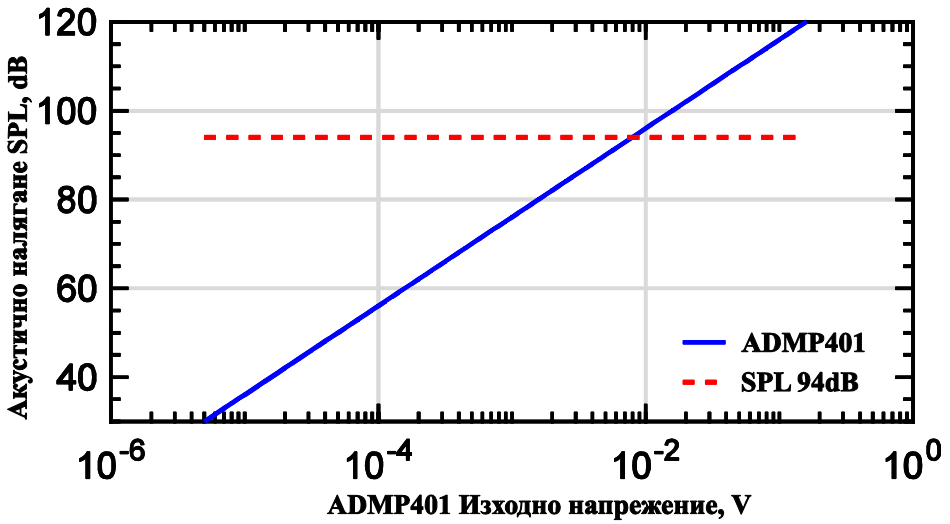
и чрез антилогаритмуване може да се изведе,

$$\frac{Sensitivity_{mV/Pa}}{1000\ mV} = 10^{-2.1}, \quad (7)$$

или:

$$Sensitivity_{mV/Pa} \approx 7{,}94\ mV/Pa \quad (8)$$

Това съответства на $7{,}94\ mV_{RMS}$ стойност на напрежението на изхода при $94\ dB\ SPL$ акустичен вход. При максимално звуково налягане ($120dB_{SPL}$), максималното изходното напрежение на микрофона V_{max} ще бъде $158\ mV$. На Фиг. 4 е показана предавателна функция на микрофона ADMP 401.



Фиг.3. Предавателна функция на микрофона ADMP 401.

Предходните изчисления за максималното изходно напрежение са необходими, за да може да изчисли коефициентът на усилване на усилвателя след микрофона. Използваната схема за усилване е инвертиращ усилвател. Очевидно е, че използването само на едно усилване, ще доведе до лоши резултати както при ниско ниво, така и при пиково ниво на входния акустичен сигнал. Поради тази причина, за да се постигне по-голяма точност при измерване на нивата на звука в различни обхвати, се въвеждат два канала с индивидуални коефициенти на усилване (висок и нисък). Диапазоните се изчисляват, както следва,

$$A_{HG} = \frac{SCV_{in\,max}}{V_{MIC@80dB}} = \frac{828\,mV_{RMS}}{1.585\,mV_{RMS}} = 522, \quad (9)$$

където $\mathrm{A_{HG}}$ е коефициентът на усилване на канала с висок коефициент на усилване, $V_{MIC@80dB}$ е нивото на изходно напрежение ADMP 401 при ниво на акустичния сигнал от 80 dB Фиг. 4 и $SCV_{in\,max}$ е максималното входно напрежение на звуковата карта.

Коефициентът за канала с ниско ниво на усилване се изчислява, както следва,

$$A_{LG} = \frac{SCV_{in\,max}}{V_{MIC@120dB}} = \frac{828\,mV_{RMS}}{158\,mV_{RMS}} = 5.24, \quad (10)$$

където A_{LG} е коефициентът на усилване за канала с нисък коефициент на усилване, $V_{MIC@120dB}$ е нивото на изходно напрежение на микрофона ADMP 401 при ниво на акустичния сигнал от 120 dB.

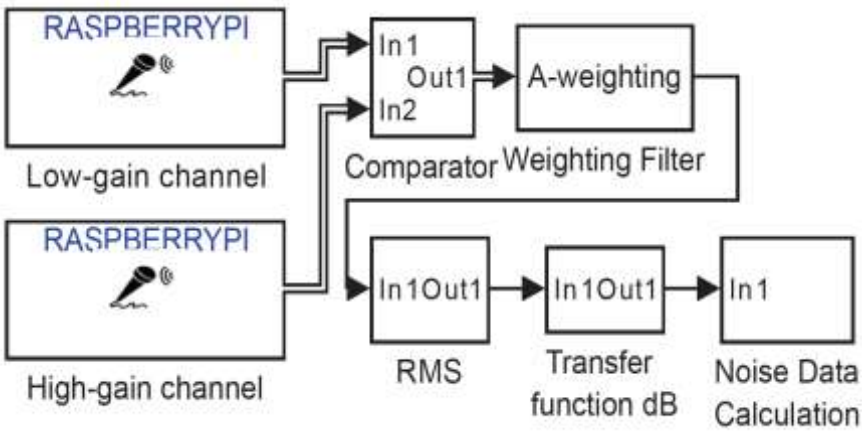
За двата канала са избрани съответно коефициенти $\mathrm{A_{LG}} = 5$ и $\mathrm{A_{HG}} = 500$.

Звукова карта

Изходният формат на звуковата карта GEMBIRD USB (SC) е 16-битово цяло число със знак $(-32768, +32767)$, което теоретично осигурява динамичен обхват над 96 dB. Максималното ниво на входното напрежение на микрофонния вход на звуковата карта $SCV_{max} = 828\,mV_{RMS}$- нивото, при което се насища звуковата карта.

Алгоритъм за събиране на данни

Изходът на звуковата карта се записва чрез ALSA Audio Capture блок с честота на дискретизация 48 kHz и дължина на записа с 6000 дискретни стойности, съответстващи на 125 ms звукови данни.



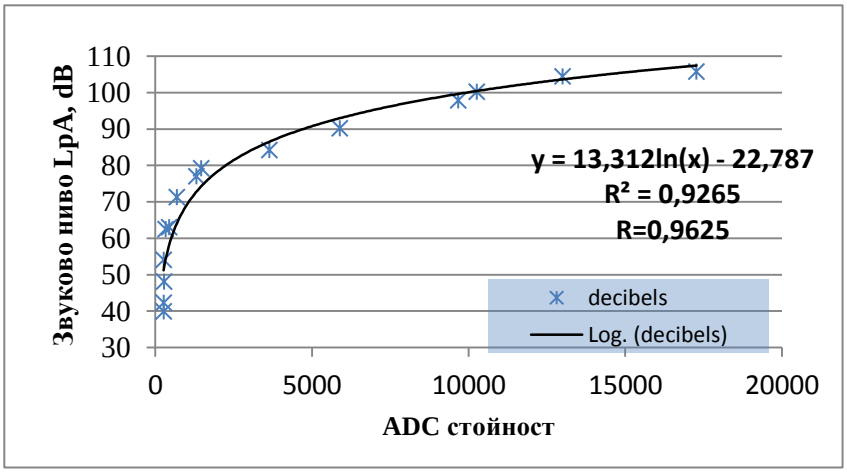
Фиг.4. Алгоритъм за събиране на данни

Звуковите данни от канала с нисък коефициент на усилване и висок коефициент на усилване се подават към блок за сравнение и ако стойностите в канала с ви-

сок коефициент на усилване достигнат насищане, се превключва към канала с нисък коефициент на усилване. Данните се подават на А-филтър фиг.4.
Характеристиката на А-филтъра е дефинирана според стандарта ANSI S1.42.2001 [8] и граници на затихване, според стандарта IEC 61672-1: 2002
След това записите от по $125\ ms$ се подават на блока за изчисляване на ефективна стойност (RMS) блок и блок „Предавателна функция“ (Transfer function), които съответно изчисляват средната квадратична стойност и нивото на звуковото налягане в децибели.
Когато измерването на шума приключи, и се съберат необходимите данни следва изчисляване на основните параметри на шума: т.е. еквивалентен шум L_{Aeq} за определено време T (напр. 1 час) ($L_{Aeq,T}$).След това на всеки 60 минути параметрите се изпращат към база данни на сървъра заедно с данни за времето на изследването. След 24-часов цикъл на измерване параметрите $L_{\text{ден}}$, $L_{\text{вечер}}$ и $L_{\text{нощ}}$ се изчисляват с помощта на получените данни [9].

Калибриране

Калибрирането на системата се налага за минимизиране на грешките при измерванията за да се покрият изискванията на уред от клас А според стандарта IEC 61672 [10]. За да се постигне тази цел, сигнали с известни нива, разпределени в целия обхват на измерване, се измерват със системата. След това чрез регресия се извежда аналитичния вид на предавателната функция.



Фиг.5. Функция за калибриране на канала с високо усилване

Акустичните сигнали с нарастваща амплитуда в интервала $35 - 115\ dB$ и с продължителност $30\ s$ се излъчват към разположените един до друг референтен уред клас 1 и към проектираната сензорна система. Измерените нива на звука се запазват за последваща обработка. Последващата обработка се състои от осредняване на нивата на шума от еталонния уред и изчисляване на средна квадратична стойност (след А-филтър) на сигнала от изхода на звуковата карта
Фиг.5 показва резултатите от измервания на нивото на шума с еталонния уред, Pulsar Model 91 [11], от обработения изход на звуковата карта и съответната регресионна крива за канала с висок коефициент на усилване на сензорната

система. Поради логаритмичния характер на звука при регресията се предполага, че предавателната функция е също логаритмична.Изчисленото уравнение за преносната функция е следното:

$$L_{\mathrm{A}} = 13.312 \cdot ln(ADC_{rms}) - 22{,}787, \quad (11)$$

където L_{A} е ниво на звука в dB, ADC_{rms} е А-претеглена ефективна стойност на изхода на звуковата карта.

Аналогично е установена и предавателната функция за канала с ниско ниво на усилване.

Интервалът от време за интегриране, използван при изчисляването на средната стойност, е в съответствие със стандартизираните характеристики за бързо измерване (режим F) - време за измерване $125\ ms$, както е посочено в IEC 60651.

Експериментални резултати

Точността на RPi възела е проверена с Pulsar 91 в шумозаглушена зала. Източникът на звук е записан пътен трафик с продължителност $25\ s$. Сравнени са над 200 резултата от измервания направени двата уреда. Средната разлика между техните стойности е $\pm 1{,}47\ dB$. Разликата се дължи основно на бързи преходни процеси.

Оценка на разходите за основните хардуерни компоненти

Основните хардуерни компоненти, използвани в модула и техните приблизителни цени са дадени в табл.1. Общата цената на компонентите е около 136 евро. Сравняването на тази цена с типичната цена за уред клас 1 (1500 – 3000 Евро) ясно показва, това приложение е много конкурентно.

Таблица 1.

	Компонент	Търговско наименование	Цена, евро
1	Основна платка	Raspberry Pi 3	35
2	Микрофон	ADMP 401	2x16
3	Звукова карта	GEMBIRD USB	2x4
4	GPS модул	GPS Hat	30
5	Кутия		15
6	Кабели и акумулатори		15

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията са специфицирани изискванията и структурата на система за измерване на конвенционални шумови параметри.

Системата е проектирана и реализирана, като е калибрирана с еталонен уред от клас 1.

Дефинирани са параметрите които трябва да бъдат записвани за последващ анализ на шумовото замърсяване.

Предложеният подход би бил полезен за проектанти и инженери работещи в областта на акустиката.

ЛИТЕРАТУРА

[1] „The European environment — state and outlook 2015: synthesis report,“ European Environment Agency, Copenhagen, 2015.

[2] „Directive 2002/49/EC of the European parliament and of the council of 25 june 2002 relating to the assessment and management of environmental noise,“ *Off. J. Eur. Communities*, том L189, p. 12–25, Jul. 2002.

[3] „Acoustics - Description, measurement and assessment of environmental noise - Part 2,“ 2011.

[4] „Determination of Lden and Lnight using measurements, Imagine Project Report No. IMA32TR-040510-SP08,“ Imagine workgroup, 2011.

[5] EU Project IMAGINE (Improved Methods for the Assessment of the Generic Impact of Noise in the Environment), „Determination of Lden and Lnight using measurements. IMA32TR-040510-SP08,“ 2006.

[6] M.B. Marinov, G.Nikolov, E. Gieva and B. Ganev, „Environmental Noise Logging and Calculating,“ в *39th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), 18-22 May*, Pilsen, Czech Republic, 2016.

[7] „ADMP401 Omnidirectional Microphone with Bottom Port and Analog Output,“ Analog devices, 2015.

[8] Acoustical Society of America, ANSI/ASA S1.42-2001 Design Response of Weighting Networks for Acoustical Measurements, New York: American National Standards Institute, 2001.

[9] M. Marinov, D. Nikolov, B. Ganev, G. Nikolov, „Environmental Noise Monitoring and Mapping,“ в *40th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, Sofia, Bulgaria, pp. 1-7, ISSN: 2161-2528, DOI: 10.1109/ISSE.2017.8000992, 10-14 May, 2017.

[10] International Electrotechnical Commission, IEC 61672-1:2013 Electroacoustics Sound Level Meters Part 1: Specifications, IEC, 2002.

[11] „User Manual for the"Pulsar Model 90 Quantifier Sound Level Meters,“ Pulsar Instruments Plc, Filey, North Yorkshire, UK, 2009.

Автори: Борислав Ганев, маг. инж., катедра „Електронна Техника“, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет-София; E-mail address: *b_ganev@tu-sofia.bg*. **Димитър Николов**, гл. ас. д-р, катедра „Електронна Техника“, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет-София; E-mail address: *dnn@ecad.tu-sofia.bg*. **Борислав Георгиев**, ас. маг. инж., катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика,Технически Университет-София; E-mail address: *b_gueorgiev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Владислав Славов

STATISTICAL ANALYSIS OF TRIBOLOGICAL STUDY RESULTS OF DRY ABRASIVE WEAR OF ULTRA-HIGH-MOLECULAR-WEIGHT POLYETHYLENE (UHMWPE), MODIFIED WITH CARBON NANOTUBES (CNTS)

Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.

Abstract: *This arcticle deals with the statistical analysis of tribological results of Ultra-high-molecular-weight polyethylene* (*UHMWPE*) *samples containing different concentrations of multi-walled carbon nanotubes* (*CNTs*) *- 0.5%, 0.75%, 1.0% and 1.5% in several instances of contact interaction with the counterpart in the case of dry abrasive wear.*
Keywords: *abrasive wear, UHMWPE, carbon nanotubes, composite materials, statistical analysis*

1. INTRODUCTION

UHMWPE in its pure form has some very good antifriction properties - very good wear-resistance (less than 10^{15} J/m^3) which makes it superior to most of the composite polymeric materials used and it also has an extremely high resistance to erosion and abrasion. However, its coefficient of friction on metal for pressures 0,5÷5,0 MPa and sliding speeds 0,1÷2,0 m/s varies from 0,10÷0,35, which does not meet the requirements for good anti-friction material. This means that this material has to be modified to reduce its friction of coefficient, improve its thermal conductivity and mechanical strength. Carbon Nanotubes (CNTs) are allotropes of carbon with a cylindrical nanostructure which have unusual properties valuable for nanotechnology, electronics, optics and other fields of materials science and technology. Owing to the material's exceptional strength and stiffness, nanotubes have been constructed with length-to-diameter ratio of up to 132,000,000:1, significantly larger than for any other material. Their biggest advantages are that they are extremely small and light, resistant to temperature changes and self-lubricating. The Carbon Nanotubes used in the study are with an average diameter of 10÷40 nm, length of 1÷25 μm, purity by weight 93% and specific surface 150÷250 m^2/g. In order to improve their reinforcement properties, a surface electroless nickel plating (Ni-P) on SiC particles in alkaline bath using two nickel salts ($NiSO_4$ and $NiCl_2$) is conducted [3]. The main idea is to show the results from the R&D of a new composite material based on UHMWPE reinforced with CNTs, which in turn are reinforced with nickel plating, in order to combine the positive characteristics of both materials and to overcome each other's disadvantages to create a unique material possessing low coefficient of friction and high wear-resistance, which characteristics are retained in a wide range of working environments. The wear behavior test methodology used is based on the measurement of the mass wear of the specimens for a defined friction path under constant conditions - load,

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

sliding velocity, type of abrasive and sample sizes, after which the wear characteristics are calculated - wear rate, wear intensity, absolute and relative wear-resistance.

The methodology includes the following operations:

- Preparation of samples of the same size and uniform roughness of the contact surface. The surface roughness and profile is determined by the roughness gauge "*TESA Rugosurf 10-10G*";
- Measurement of the starting mass m_o [mg] of the specimen using an electronic balance WPS 180/C/2 with an accuracy of 0,1. Before each measurement of the balance the sample is cleaned from any mechanical and organic particles and dried with ethyl alcohol to prevent the electrostatic effect;
- The sample is placed in the holder of the head of the tribotester (tribometer), a specified normal load P is assigned, and a specific path of friction S is realized.
- The mass m_i of the specimen is measured again after passing the specified friction path S.

The following characteristics of mass wear are calculated:

- *Mass wear m*, [mg] - represents the mass of the surface layer of the sample for a specific friction path S;
- *Mass wear rate* γ [mg/min] - it represents the removed mass friction per unit time of friction t;
- *Wear intensity*, i [μm/m] or [m/m] - the change of the height of the sample (linear wear) per unit of friction path S;
- *Wear-Resistance I* (absolute wear resistance) - it is expressed as a reciprocal value of the wear intensity *i*;

Absolute wear-resistance is a number that shows how many meters of friction path the specimen will pass under given friction conditions to destroy its surface area, equivalent to linear wear (h) a micron.

- *Relative wear-resistance* $R_{i,j}$ - represents the ratio of the absolute wear resistance of the test specimen (I_i) and the wear resistance of a test specimen adopted as a benchmark (I_j), determined under the same friction conditions;

Relative wear resistance is a non-dimensional number that indicates how many times the wear resistance of the test specimen is greater or less than that of the benchmark. The abrasive wear in dry friction is investigated with a kinematic "*Thumb-Disc*" kinematic device in flat contact.

The functional diagram of the device is shown in Figure1 [1,2]. The test specimen 1 (thumb) is fixed to the holder seat 2 in a loading head 8, in such a way that the face of the test specimen contacts the abrading surface 3, fixed for horizontal disc 4. The disc 4 is driven by an electric motor 6 and rotates about its vertical center axis with an angular velocity ω=const.

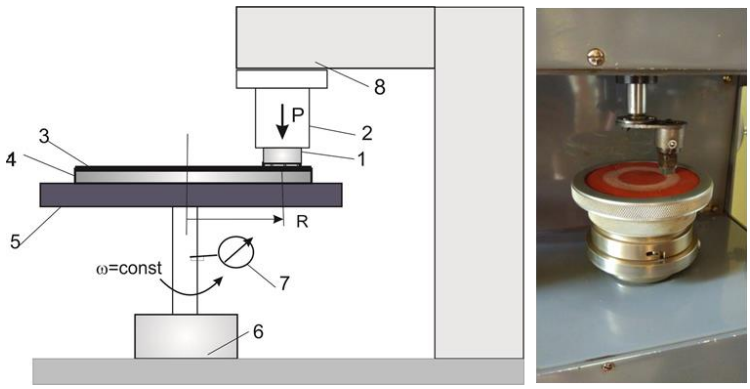


Fig.1. *Diagram of an apparatus for the study of the wear by friction on a surface with fixed abrasive scheme «Thumb-disk»*

The normal load P is applied to the center of gravity of the contact site between the sample and the abrasive surface and is provided with weights by means of a lever system in the loading head. The friction path is set by the number of revolutions with the tachometer 7. The device allows the sliding speed to be varied by varying the angular speed of the disc from the control unit and/or by varying the distance ***R*** between the axis of rotation of the disc 4 and the axis of the sample 1. The abrading surface 3 is molded by impregnated corundum (E) with a hardness of 9.0 on the Moos scale, which guarantees the requirement of the standard (БДС/ISO 14289:1977 and GOST 17 367-71) for a minimum of 60% higher abrasion hardness than that of the surface layer of test materials. The experimental study was conducted under the conditions shown in Table 1.

Table 1.

Experiment parameters

№	Parameter	Value
1	Load	P = 4.53 N
2	Nominal contact area	A_a = 144 mm^2
3	Nominal contact pressure	p_a= 3.14 N/cm^2
4	Speed of rotation	n = 200 min^{-1}
5	Distance between the axis of rotation and the center of the contact	R = 32 mm
6	Sliding speed of the center contact	V_C = 0.7 m/s
7	Abrasive surface	Corundum P320
8	Ambient temperature	T = 23°C

Table 2, Table 3 and Table 4 show the experimental results for mass wearing (mg), speed (mg/min) and mass wear intensity (m/m) for several cycles N = 100, 200, 300 and 400 respectively. The friction path S corresponding to the number of cycles N is calculated by the formula $S = 2\pi RN$ [m]. The designation of the tested materials UHMWPE include a figure indicating the corresponding percentage of carbon nanotubes CNTs [4,5]. For example, the UHMWPE-0.5CNTs designation indicates the presence of 0.5% carbon nanotubes CNTs. Nickel-plated carbon nanotubes are denoted by the letters Ni after the number, for example the designation UHMWPE-0.5Ni-CNTs should be read as: "*Ultra-high molecular polyethylene containing 0.5% nickel-plated carbon nanotubes*".

Table 2.

Mass wear of the test specimens under a different friction path (number of cycles)

№	MATERIALS	Number of cycles (N)			
		100	200	300	400
		Friction Path (m)			
		20.1	40.2	60.3	80.4
		Mass wear (mg)			
1A	Tufnol	20.2	35.7	55.8	71.1
2A	UHMWPE-0CNTs	1.7	3.5	4.7	5.6
3A	UHMWPE-0CNTs*	1.3	2.9	4.4	5.7
4A	UHMWPE-0.5CNTs	1.8	3.1	4.5	5.4
5A	UHMWPE-0.75CNTs	1.7	3.2	4.1	5.4
6A	UHMWPE-1.0CNTs	1.3	3.7	4.3	5.0
7A	UHMWPE-1.5CNTs	1.9	2.9	4.1	5.0
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	2.1	3.0	4.0	4.7
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	2.0	3.0	4.2	5.2
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	2.3	5.0	6.0	6.7

Table 3.

Wear rate of the samples at different friction paths (number of cycles)

№	MATERIALS	Number of cycles (N)			
		100	200	300	400
		Friction Path (m)			
		20.1	40.2	60.3	80.4
		Wear rate (mg/min)			
1A	Tufnol	84.2	37.2	38.8	37.0
2A	UHMWPE-0CNTs	7.08	3.65	3.26	3.92
3A	UHMWPE-0CNTs*	5.42	3.02	3.06	2.97
4A	UHMWPE-0.5CNTs	7.50	3.23	3.13	2.81
5A	UHMWPE-0.75CNTs	7.08	3.33	2.85	2.81
6A	UHMWPE-1.0CNTs	5.42	3.85	2.99	2.60
7A	UHMWPE-1.5CNTs	7.92	3.02	2.85	2.60
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8.75	3.13	2.78	2.45
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	8.33	3.13	2.92	2.71
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	9.58	5.21	4.17	4.49

Table 4.

Wear intensity of the samples at different friction paths (number of cycles)

№	MATERIALS	Number of cycles (N)			
		100	200	300	400
		Friction Path (m)			
		20.1	40.2	60.3	80.4
		Wear Intensity (m/m)			
1A	Tufnol	4.98×10^{-6}	4.4×10^{-6}	4.59×10^{-6}	4.39×10^{-6}
2A	UHMWPE-0CNTs	0.63×10^{-6}	0.64×10^{-6}	0.58×10^{-6}	0.51×10^{-6}
3A	UHMWPE-0CNTs*	0.48×10^{-6}	0.53×10^{-6}	0.54×10^{-6}	0.52×10^{-6}
4A	UHMWPE-0.5CNTs	0.66×10^{-6}	0.57×10^{-6}	0.55×10^{-6}	0.50×10^{-6}
5A	UHMWPE-0.75CNTs	0.63×10^{-6}	0.59×10^{-6}	0.50×10^{-6}	0.50×10^{-6}
6A	UHMWPE-1.0CNTs	0.48×10^{-6}	0.68×10^{-6}	0.53×10^{-6}	0.46×10^{-6}
7A	UHMWPE-1.5CNTs	0.70×10^{-6}	0.53×10^{-6}	0.50×10^{-6}	0.46×10^{-6}
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	0.77×10^{-6}	0.55×10^{-6}	0.49×10^{-6}	0.43×10^{-6}
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	0.74×10^{-6}	0.55×10^{-6}	0.52×10^{-6}	0.48×10^{-6}
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	0.85×10^{-6}	0.92×10^{-6}	0.74×10^{-6}	0.62×10^{-6}

Table 5 and Table 6 show results respectively for the absolute and relative wear-resistance of the test specimens.

Table 5.

Wear-resistance of samples at different friction paths (number of cycles)

№	MATERIALS	Number of Cycles (N)			
		100	200	300	400
		Friction path (m)			
		20.1	40.2	60.3	80.4
		Wear Resistance (m/m)			
1A	Tufnol	2.0×10^5	2.3×10^5	2.2×10^5	2.3×10^5
2A	UHMWPE-0CNTs	15.9×10^5	15.6×10^5	17.2×10^5	19.6×10^5
3A	UHMWPE-0CNTs*	20.8×10^5	18.9×10^5	18.5×10^5	19.2×10^5
4A	UHMWPE-0.5CNTs	15.1×10^5	17.5×10^5	18.1×10^5	20.0×10^5
5A	UHMWPE-0.75CNTs	15.9×10^5	16.9×10^5	20.0×10^5	20.0×10^5
6A	UHMWPE-1.0CNTs	20.8×10^5	14.7×10^5	18.9×10^5	21.7×10^5
7A	UHMWPE-1.5CNTs	14.2×10^5	18.9×10^5	20.0×10^5	21.7×10^5
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	13.0×10^5	18.2×10^5	20.4×10^5	23.3×10^5
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	13.5×10^5	18.2×10^5	19.2×10^5	20.8×10^5
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	11.8×10^5	10.9×10^5	13.5×10^5	16.1×10^5

Table 6.

Relative wear-resistance

№	MATERIALS	WEAR RESISTANCE (S=80.4 m)	Relative wear resistance $R_{i,j}$				
			Influence of nanoparticles on UHMWPE		Comparison UHMWPE and Tufnol		Comparison UHMWPE w/o Ni and w/ Ni
			w/o Ni	w/ Ni	w/o Ni	w/ Ni	
1A	Tufnol	2.3×10^5	-	-	$R_{1,1}=1$	$R_{1,1}=1$	-
2A	UHMWPE-0CNTs	19.6×10^5	-	-	$R_{2,1}=8.5$	-	-
3A	UHMWPE-0CNTs*	19.2×10^5	$R_{3,3}=1$	$R_{3,3}=1$	$R_{3,1}=8.4$	-	-
4A	UHMWPE-0.5CNTs	20.0×10^5	$R_{4,3}=1.04$	-	$R_{4,1}=8.7$	-	$R_{4,4}=1$
5A	UHMWPE-0.75CNTs	20.0×10^5	$R_{5,3}=1.04$	-	$R_{5,1}=8.7$	-	-
6A	UHMWPE-1.0CNTs	21.7×10^5	$R_{6,3}=1.1$	-	$R_{6,1}=9.4$	-	$R_{6,6}=1$
7A	UHMWPE-1.5CNTs	21.7×10^5	$R_{7,3}=1.1$	-	$R_{7,1}=9.4$	-	$R_{7,7}=1$
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	23.3×10^5	-	$R_{8,3}=1.2$	-	$R_{8,1}=10$	$R_{8,4}=1.2$
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	20.8×10^5	-	$R_{9,3}=1.1$	-	$R_{8,1}=9$	$R_{9,6}=0.9$
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	16.1×10^5	-	$R_{10,3}=0.8$	-	$R_{10,1}=7$	$R_{10,7}=0.7$

2. STATISTICAL ANALYSIS OF THE OBTAINED RESULTS

The following variables are introduced [9÷13]:

Variable	Description	Dimension
m	numerical variable: mass wear	[mg]
Gamma	numerical variable: wear rate	[mg/min]
i	numerical variable: wear intensity	[micro g/m]
II	numerical variable: wear-resistance	[m/micro g]
Rij_CN_UH_df	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
Rij_UH_Tf_df	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
Material_L	grouping variable (string)	
N	grouping variable: number of cycles (integer)	
	100 | 200 | 300 | 400	
S	grouping variable: friction path (integer)	
	20 | 40 | 60 | 80	
Ni_CN_UH	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	
Ni_UH_Tf	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	

Material_L – grouping variable (string)	Material	Material_1 – grouping variable (integer):
1A	Tufnol	1
2A	UHMWPE-0CNTs	2
3A	UHMWPE-0CNTs*	3
4A	UHMWPE-0.5CNTs	4
5A	UHMWPE-0.75CNTs	5
6A	UHMWPE-1.0CNTs	6
7A	UHMWPE-1.5CNTs	7
8A	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8
9A	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	9
10A	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	10

Each experimental magnitude is described by a random variable. Each factor which investigated is described by a grouping variable. Each numeric variable is considered separately.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), number of cycles in the tests, distance. The dependent variable is mass wear. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 40 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 5 - Number of Observations: 40 and Number of Factor Levels: 10.

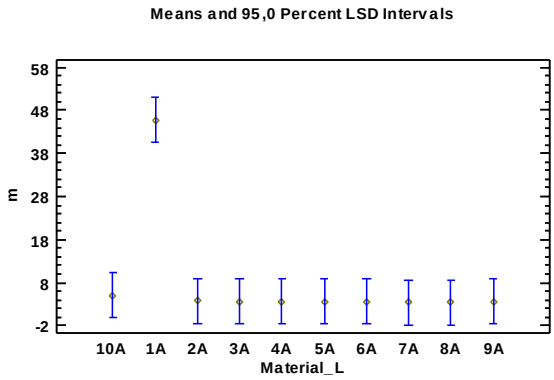


Fig.5 *Mean values and confidence intervals*

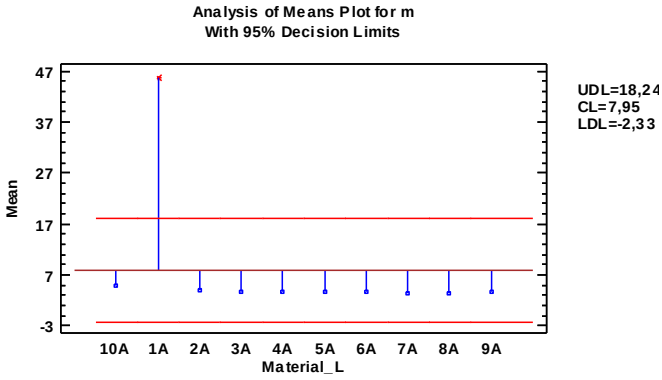


Fig.6 *Investigation of mean values and confidence limits*

The analysis of the mean values (Figure 6) shows the influence of the factor on the wear. Material 1A is sharply different from the rest (Figure 5 and Figure 6). If the data is censored and material 1A is dropped from the examination, the other materials in terms of wear can be represented by the following graph (Figure 7 and Figure 8). A response is observed with respect to material 10A.

Multi-factor ANOVA: Wear rate of the test samples

The co-influence of factors "material" and "number of cycles" on variable mass wear is examined by two-factor analysis. In the single factor analysis, the influence of the number of cycles factor is not clearly highlighted. The censored values are used. With respect to censorship of data, the same reasoning is used as the previous variable mass

wear (Table 3). The wear rate is considered a random variable and it is necessary to determine the probability distribution.

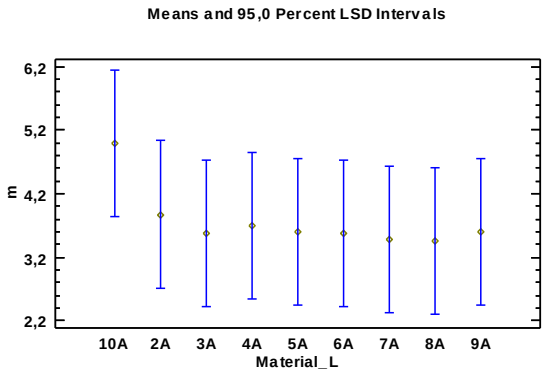


Fig.7. *Mean values of the censored data*

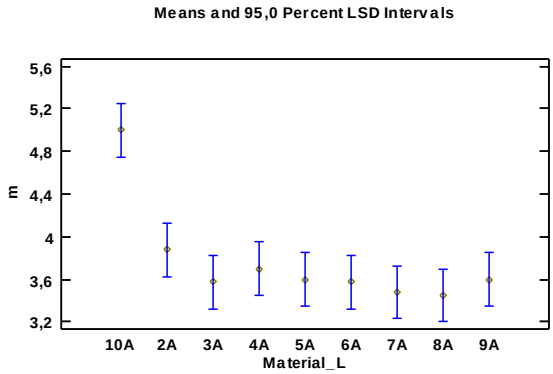


Fig.8. *Mean values with confidence limits*

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), number of test cycles, distance. The dependent variable is the wear rate. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 3, the 40 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 9 - Number of Observations: 40 and Number of Factor Levels: 10.

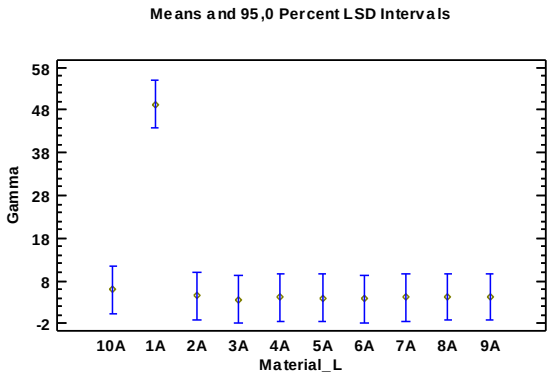


Fig.9. *Mean values and confidence intervals*

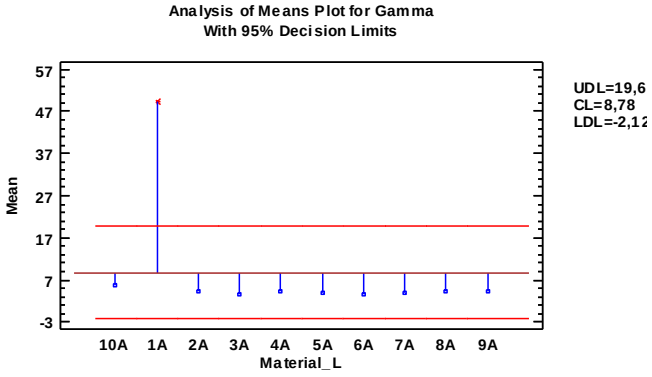


Fig.10. *Analysis of the mean values*

Material 1A (Tufnol) again has a substantial response to "wear rate" (Figure 9 and Figure10). To review the rest of the material in detail, this material can be censored. The censorship process can be interpreted as a re-iteration process when the data is viewed "under magnifying glass", i.e. a more detailed review of the results for materials 2A÷10A. If the factor “material” is censored, the response (influence) of the factor on the variable "wear velocity" is unclear. This is the reason to directly switch to two-factor data analysis.

Two-factor ANOVA: Wear intensity of the samples

The joint influence of factors "material" and "number of cycles" on the variable "wear rate" is examined by two-factor analysis. In the single factor analysis, the influence of the number of cycles factor is not clearly highlighted. The censored values are used.

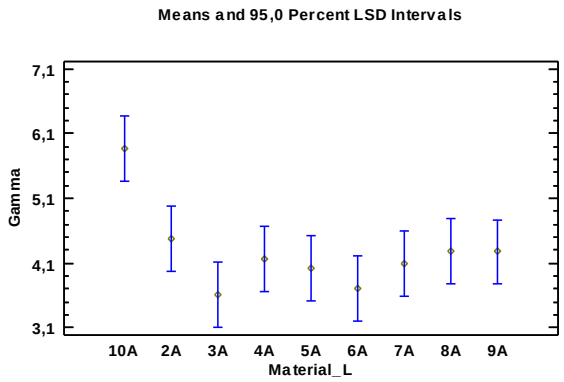


Fig.11. *Mean values and confidence limits for factor "material"*

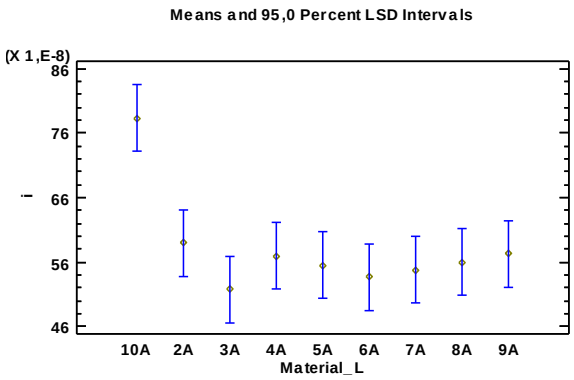


Fig.12. *Mean values and confidence intervals*

With regard to censorship of data, the same reasoning as the previous variable mass wear can be carried out (Table 4). The wear intensity is considered a random variable and it is necessary to determine the probability distribution.

Two-factor ANOVA: Wear-resistance of the samples

The joint influence of factors "material" and "number of cycles" on the variable "wear intensity" is investigated by two-factor analysis. In the single factor analysis, the influence of the number of cycles factor is not clearly highlighted. The censored values are used. Both factors: "material" and "number of cycles" affect the accidental wear intensity. P-Values prove this conclusion.

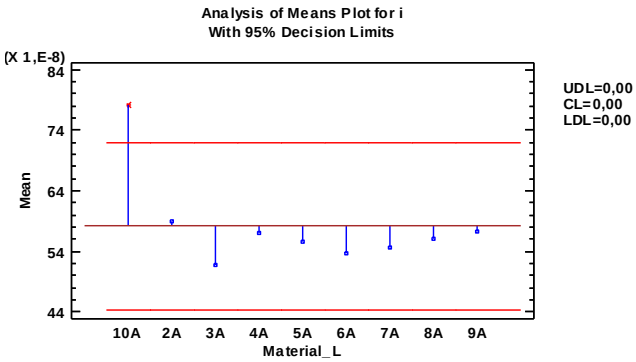


Fig.13. *Analysis of the response of mean values*

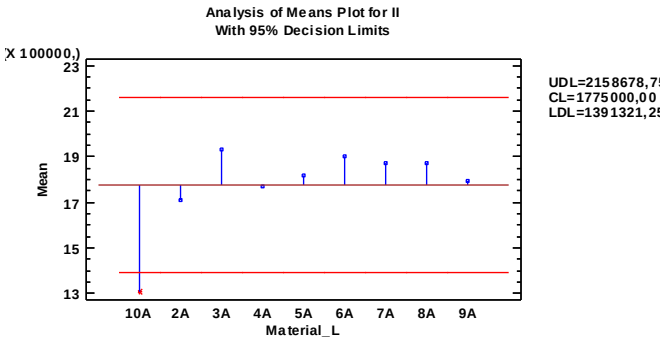


Fig.14. *Graphic representation of the mean values in terms of the factor "material"*

3. CONCLUSION

The dependence of friction wear on non-nanoparticulate UHMWPE [6] has a linear character. The presence of nanoparticles introduces a certain non-linearity in this dependence, which is more pronounced in nickel-plated nanoparticles. In nickel-plated nanoparticulate materials [7,8], the lack of treatment period was observed in a 1.5% nickel-plated specimen. The nonlinearities described in the kinetics of wear are confirmed by the change in wear intensity for non-nickel-coated specimens. Emphasizing the character of these curves is based on the fact that for abrasive wear, the generally accepted view amongst the tribologists is linear, proportional dependence of wear on the friction path. Figure 15 clearly shows the influence of the percentage of nanotubes with and without nickel coating on the abrasion resistance of UHMWPE materials in

400 friction cycles. The percentage of uncoated nanotubes has almost no impact on abrasion resistance in dry abrasive friction.

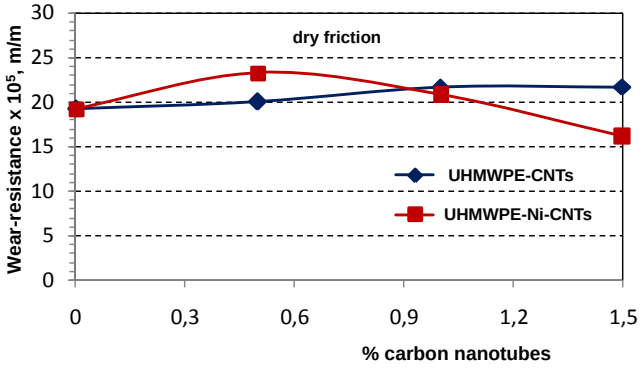


Fig.15. *Dependence of wear resistance from the percentage of nanoparticles for UHMWPE materials, with and without nickel coating*

For nanoparticulate coated materials, the dependence is nonlinear in nature with a pronounced maximum of wear-resistance in content 0.5% Ni-CNTs. With higher nanoparticle content, wear resistance decreases and for 1.5% it has the value $16.1x10^5$, which is smaller than that without nanoparticles - $19.6x10^5$ (Table 5). At this stage of the study it is assumed that the reduction of the wear resistance of the materials by the presence of 1.5% nickel-coated nanotubes in abrasive friction is due to an increase in the brittleness of the surface layer resulting in a decrease in the cohesion strength and consequently a decrease in its resistance against the cutting action of the abrasive particles. A diagrammatic representation of the absolute and relative wear-resistance of the samples is obtained from the diagrams presented in Figure 16 and Figure 17.

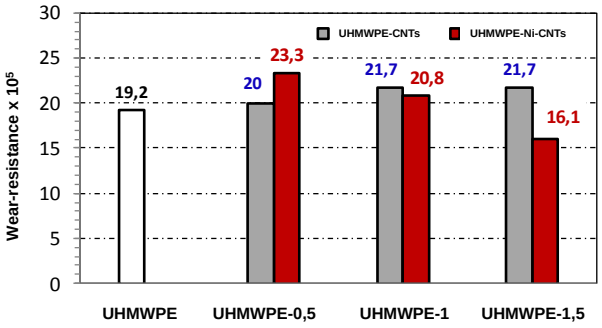


Fig.16. *Diagram of the wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel plating for 400 cycles*

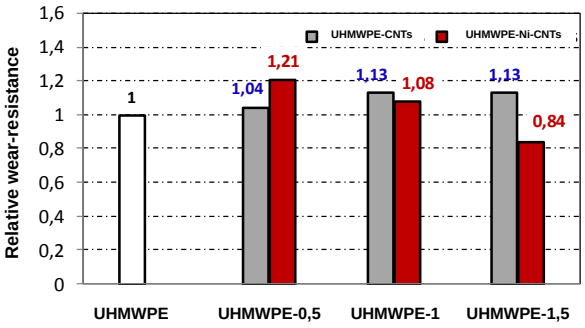


Fig.17. *Diagram of the relative wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel plating for 400 cycles*

Wear-resistance is a reciprocal value of variable wear intensity. The results are identical with those obtained for "wear intensity". For the influence of the factors: "material", "friction time" and "friction path", the following conclusions can be drawn:

- The censored data is used to highlight the influence of factors on samples: 2A÷10A. The censorship considerations were clarified;

From the graphs presented in the statistical analysis it can be concluded that the best results for dry abrasive wear shows sample (8A) UHMWPE-0.5Ni-CNTs, which fully coincides with the results obtained from the tribological tests. The presented model fully justifies the experiment under consideration.

ACKNOWLEDGEMENTS

These studies were carried out and supported by laboratory “Tribology” of the Technical University of Sofia and funded in 2019 under the Ministry of Education and Science program "*Young Scientists and Postdoctoral Candidates*", EU RESEARCH FRAMEWORK PROGRAMME Horizon 2020, National Strategy for the Development of Scientific Research in the Republic of Bulgaria 2017-2030, Innovation Strategy for Smart Specialization 2020.

REFERENCES

[1] Kandeva M., Grozdanova T. (2016): "*Contact interactions in tribosystems with antifrictional composite materials under conditions of dry friction*", Tribological Journal BULTRIB Vol. 6, 2016, ISSN: 1313-9878, pp.216-221

[2] Dimitrova R., Kandeva M., Sofronov V., Chervenkov L. (2015): "*Wear resistance investigation of composite layers cladded by selective laser melting (SLM) metho*d", Tribological Journal BULTRIB Vol. 5, 2015. ISSN: 1313-9878, pp.245-254

[3] Dimitrova R., Electroless nickel coatings on silicon carbide particles using two nickel salts in alkaline solution, International Working Conference “*Total Quality Management - Advanced and Intelligent Approaches*”, 2–5 June, 2015, Belgrade, Serbia

[4] Bakalova T., Svobodová L., Borůvková K., Louda P., L Voleský L. (2016): "*The influence of nanoadditives on the tribological properties of process fluids*", Journal of Physics: Conference Series, Volume 709, Issue 1, 4 May 2016, Article Number 012001

[5] Nikolov K., Ivanov V., Cankaya O., Dimitrov L. (2016): "*Use of Carbon Nanotube Composites in Gearing*", in Proceedings of the 5-th International Conference on Power Transmission, October 05-08, pp. 23-30, Ohrid, Macedonia, ISBN: 978-608-4624-25-7

[6] Chang B., Akil H., Nasir R., Khan A. (2015): "*Optimization on wear performance of UHMWPE composites using response surface methodology*", Tribology International 88 (2015) 252–262

[7] Wang Y., Yin Z., Li H., Gao G., Zhang X. (2017): "*Friction and wear characteristics of ultrahigh molecular weight polyethylene (UHMWPE) composites containing glass fibers and carbon fibers under dry and water-lubricated conditions*", Wear 380-381 (2017) 42–51

[8] Liu Y., Sinha S. (2013): "*Wear performances and wear mechanism study of bulk UHMWPE composites with nacre and CNT fillers and PFPE overcoat*", Wear 300 (2013) 44–54

[9] Douglas C. Montgomery, George C. Runge, Applied Statistics and Probability for Engineers, John Wiley & Sons, Inc., 2011, ISBN–13: 978-0-470-05304-1.

[10] Thomas P. Ryan, Modern Engineering Statistics , John Wiley & Sons, Inc., 2007, ISBN 978-0-470-08187-7

[11] David M. Levine, Ph.D., David F. Stephan, Even You Can Learn Statistics, A Guide for Everyone Who Has Ever Been Afraid of Statistics, 2010 by Pearson Education, Inc., ISBN-10: 0-13-701059-1, ISBN-13: 978-0-13-701059-2.

[12] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Journal of the Royal Statistical Society. Series D (The Statistician) Vol. 12, No. 3, Factor Analysis (1962), pp. 209-229 Wiley.

[13] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Butterworths, London, 1963.

Authors: Tzanko Georgiev, assist. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tzg@tu-sofia.bg* ; **Kiril Nikolov**, assist. prof., Department of Machine Elements and Non-Metal Constructions; Faculty of Mechanical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *knikolov90@tu-sofia.bg* ; **Mara Kandeva**, prof. PhD, Department of Theory of Mechanisms and Machines, Faculty of Industrial Technology, Technical University of Sofia, E-mail address: *kandevam@gmail.com*

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Vasil Galabov

STATISTICAL ANALYSIS OF TRIBOLOGICAL STUDY RESULTS OF ABRASIVE WEAR WITH SEA WATER AS LUBRICANT OF ULTRA-HIGH-MOLECULAR-WEIGHT POLYETHYLENE (UHMWPE), MODIFIED WITH CARBON NANOTUBES (CNTS)

Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.

Abstract: *This article deals with the statistical analysis of tribological results of Ultra-high-molecular-weight polyethylene* (*UHMWPE*) *samples containing different concentrations of multi-walled carbon nanotubes* (*CNTs*) *- 0.5%, 0.75%, 1% and 1.5% in several instances of contact interaction with the counterpart in the case of wet abrasive wear.*
Keywords: *abrasive wear, UHMWPE, carbon nanotubes, composite materials, statistical analysis*

1. INTRODUCTION

Abrasive wear is investigated with the device schematically represented in Figure1. The contact system "*Specimen-Rotary Disc*" is placed in a seawater bath with a water level about 3÷5 mm above the level of the waterproof abrasive surface. [2,3] The experiment parameters identical for all tested samples are presented in Table 1.

Table 1.
Experiment parameters

№	Parameter	Value
1	Load	P = 60 N
2	Nominal contact area	A_a = 144 mm^2
3	Nominal contact pressure	p_a= 4.17 N/cm^2
4	Speed of rotation	n = 94 min^{-1}
5	Distance between the axis of rotation and the center of the contact	R_c = 85 mm
6	Sliding speed of the center contact	V_C = 0.9 m/s
7	Water-resistant abrasive surface	Corundum P120
8	Ambient temperature	T = 23°C

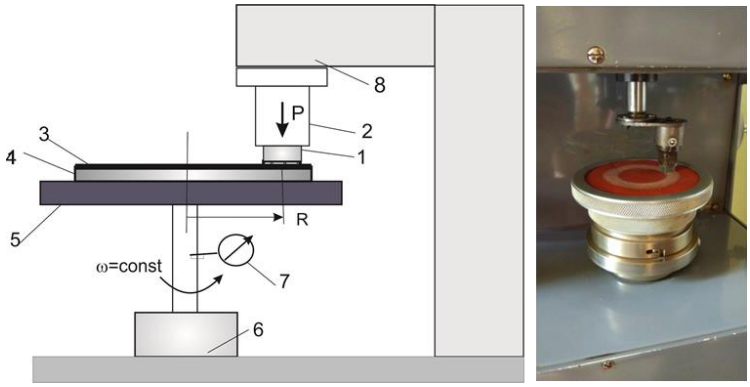


Fig.1. *Diagram of an apparatus for the study of the wear by friction on a surface with fixed abrasive scheme «Thumb-disk»*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

The chemical composition of sea water, which is taken from Sozopol, the Black Sea, used in the current experimental work is presented in Table 2.

Table 2.

Chemical composition of the sea water in Black Sea

Chemical element	Weight %
Oxygen (O)	85,80
Hydrogen (H)	10,67
Chlorine (Cl)	2,00
Sodium (Na)	1,07
Magnesium (Mg)	0,14
Calcium (Ca)	0,045
Sulfur (S)	0,039
Potassium (K)	0,038
Bromine (Br)	0,0065
Carbon (C)	0,0035
Strontium (Sr)	0,0010
Boron (B)	0,00045
Fluorine (F)	0,00010
Silicon (Si)	0,00002

The Carbon Nanotubes used in the study are with an average diameter of 10÷40 nm, length of 1÷25 μm, purity by weight 93% and specific surface 150÷250 m^2/g. In order to improve their reinforcement properties, a surface electroless nickel plating (Ni-P) on SiC particles in alkaline bath using two nickel salts ($NiSO_4$ and $NiCl_2$) is conducted [1]. With the described methodology and device, all materials were tested for the same friction modes. Table 2, Table 3 and Table 4 show results respectively for mass wear, wear rate and wear intensity, and wear-resistance of all tested samples for different number of cycles (friction path) - N_1 = 940, N_2 = 1880, N_3 = 2820, respectively the friction path S_1 = 470, S_2 = 940 и S_3 = 1410 m. Tables 5 and 6 show results for the absolute and relative wear-resistance of the samples for the respective number of cycles (friction path).

Table 2.

Mass wear of the samples under a different friction path (number of cycles)

№	Materials	Friction time, min/number of cycles		
		10/N_1=940	**20/N_2=1880**	**30/N_3=2820**
		Wear path, m		
		470	**940**	**1410**
		Mass wear, mg		
1B	Tufnol	289.6	341.7	428.4
2B	UHMWPE-0CNTs	150.3	216.8	288.5
3B	UHMWPE-0CNTs*	203.6	230.4	243.0
4B	UHMWPE-0.5CNTs	156.5	179.2	223.8
5B	UHMWPE-0.75CNTs	81.3	108.6	155.4
6B	UHMWPE-1.0CNTs	68.4	92.5	100.5
7B	UHMWPE-1.5CNTs	209.4	216.2	222.0
8B	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	79.5	184.7	186.9
9B	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	85.7	99.4	113.1
10B	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	28.3	39.6	158.6

Table 3.

Wear rate of the samples at different friction paths (number of cycles)

№	Materials	Friction time, min/number of cycles		
		10/N_1=940	**20/N_2=1880**	**30/N_3=2820**
		Wear path, m		
		470	**940**	**1410**
		Wear rate, mg		
1B	Tufnol	29.0	17.1	14.3
2B	UHMWPE-0CNTs	15.0	10.8	9.6
3B	UHMWPE-0CNTs*	20.4	11.5	8.1
4B	UHMWPE-0.5CNTs	15.7	9.0	7.5
5B	UHMWPE-0.75CNTs	8.1	5.4	5.2
6B	UHMWPE-1.0CNTs	6.8	4.6	3.4
7B	UHMWPE-1.5CNTs	20.9	10.8	7.4
8B	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8.0	9.2	6.2
9B	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	8.6	5.0	3.8
10B	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	2.8	2.0	5.3

Table 4.

Wear intensity of the specimens at different friction paths (number of cycles)

№	Materials	Friction time, min/number of cycles		
		10/N_1=940	**20/N_2=1880**	**30/N_3=2820**
		Wear path, m		
		470	**940**	**1410**
		Wear intensity, m/m		
1B	Tufnol	3.06×10^{-6}	1.8×10^{-6}	1.51×10^{-6}
2B	UHMWPE-0CNTs	2.37×10^{-6}	1.71×10^{-6}	1.5×10^{-6}
3B	UHMWPE-0CNTs*	3.21×10^{-6}	1.81×10^{-6}	1.3×10^{-6}
4B	UHMWPE-0.5CNTs	2.46×10^{-6}	1.41×10^{-6}	1.2×10^{-6}
5B	UHMWPE-0.75CNTs	1.3×10^{-6}	0.85×10^{-6}	0.81×10^{-6}
6B	UHMWPE-1.0CNTs	1.08×10^{-6}	0.73×10^{-6}	0.53×10^{-6}
7B	UHMWPE-1.5CNTs	3.3×10^{-6}	1.7×10^{-6}	1.2×10^{-6}
8B	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	1.2×10^{-6}	1.45×10^{-6}	0.98×10^{-6}
9B	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	1.35×10^{-6}	0.78×10^{-6}	0.59×10^{-6}
10B	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	0.45×10^{-6}	0.31×10^{-6}	0.83×10^{-6}

Table 5.

Wear-resistance of samples at different friction paths (number of cycles)

№	Materials	Friction time, min/number of cycles		
		10/N_1=940	**20/N_2=1880**	**30/N_3=2820**
		Wear path, m		
		470	**940**	**1410**
		Wear resistance, m/m		
1B	Tufnol	3.2×10^{5}	5.6×10^{5}	6.6×10^{5}
2B	UHMWPE-0CNTs	4.2×10^{5}	5.8×10^{5}	6.7×10^{5}
3B	UHMWPE-0CNTs*	3.1×10^{5}	5.5×10^{5}	7.6×10^{5}
4B	UHMWPE-0.5CNTs	4.1×10^{5}	7.1×10^{5}	8.3×10^{5}
5B	UHMWPE-0.75CNTs	7.7×10^{5}	11.8×10^{5}	12.3×10^{5}
6B	UHMWPE-1.0CNTs	9.3×10^{5}	13.6×10^{5}	18.9×10^{5}
7B	UHMWPE-1.5CNTs	3.0×10^{5}	5.9×10^{5}	8.3×10^{5}
8B	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8.3×10^{5}	6.9×10^{5}	10.2×10^{5}
9B	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	7.4×10^{5}	12.8×10^{5}	16.9×10^{5}
10B	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	22.2×10^{5}	32.2×10^{5}	12.0×10^{5}

Table 6.

Relative wear-resistance

№	Materials	Wear resistance for S = 1410 m	Relative wear resistance $R_{i,j}$				
			Influence of nanoparticles on UHMWPE		Comparison UHMWPE to Tufnol		Comparison UHMWPE w/o and w/ Ni
			w/o Ni	w/ Ni	w/o Ni	w/ Ni	
1B	Tufnol	6.6×10^5	-	-	$R_{1,1}=1$	$R_{1,1}=1$	-
2B	UHMWPE-0CNTs	6.7×10^5	-	-	$R_{2,1}=1.02$	-	-
3B	UHMWPE-0CNTs*	7.6×10^5	$R_{3,3}=1$	$R_{3,3}=1$	$R_{3,1}=1.2$	-	-
4B	UHMWPE-0.5CNTs	8.3×10^5	$R_{4,3}=1.09$	-	$R_{4,1}=1.26$	-	$R_{4,4}=1$
5B	UHMWPE-0.75CNTs	12.3×10^5	$R_{5,3}=1.62$	-	$R_{5,1}=1.86$	-	-
6B	UHMWPE-1.0CNTs	18.9×10^5	$R_{6,3}=2.49$	-	$R_{6,1}=2.86$	-	$R_{6,6}=1$
7B	UHMWPE-1.5CNTs	8.3×10^5	$R_{7,3}=1.09$	-	$R_{7,1}=1.26$	-	$R_{7,7}=1$
8B	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	10.2×10^5	-	$R_{8,3}=1.34$	-	$R_{8,1}=1.55$	$R_{8,4}=1.23$
9B	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	16.9×10^5	-	$R_{9,3}=2.22$	-	$R_{9,1}=2.56$	$R_{9,6}=0.89$
10B	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	12.0×10^5	-	$R_{10,3}=1.6$	-	$R_{10,1}=1.8$	$R_{10,7}=1.4$

2. STATISTICAL ANALYSIS OF THE OBTAINED RESULTS

The following variables are introduced [4÷8]:

Variable	Description	Dimensions
m	numerical variable: mass wear	[mg]
Gamma	numerical variable: wear rate	[mg/min]
i	numerical variable: wear intensity	[micro g/m]
II	numerical variable: wear-resistance	[m/micro g]
Rij_CN_UH_sw	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
Rij_UH_Tf_sw	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
Material_LL	grouping variable: (string)	
Time	groupsing variable: friction time (min/cycles) (integer)	
	$10/N_1=940$ | $20/N_2=1880$ | $30/N_3=2820$	
S	grouping variable: friction path (integer)	
	470 | 940 | 1410	
Ni_CN_UH	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	
Ni_UH_Tf	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	

Material_LL grouping variable (string)	Material	Material_1 grouping variable (integer)
1**B**	Tufnol	1
2**B**	UHMWPE-0CNTs	2
3**B**	UHMWPE -0CNTs*	3
4**B**	UHMWPE -0.5CNTs	4
5**B**	UHMWPE -0.75CNTs	5
6**B**	UHMWPE -1.0CNTs	6
7**B**	UHMWPE -1.5CNTs	7
8**B**	UHMWPE -0.5Ni-CNTs	8
9**B**	UHMWPE -1.0Ni-CNTs	9
10**B**	UHMWPE -1.5Ni-CNTs	10

Each numeric variable is described by a random variable. Each factor being investigated is described by a grouping variable. Each numeric variable is considered separately.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material wt% CNTs), number of cycles in the tests, distance. The dependent variable is mass wear. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 30 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 2: Number of observations: 30 and Number of Factor Levels: 10

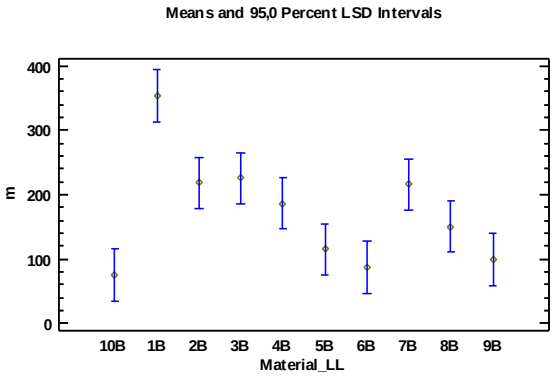


Fig.2. *Mean values and confidence intervals*

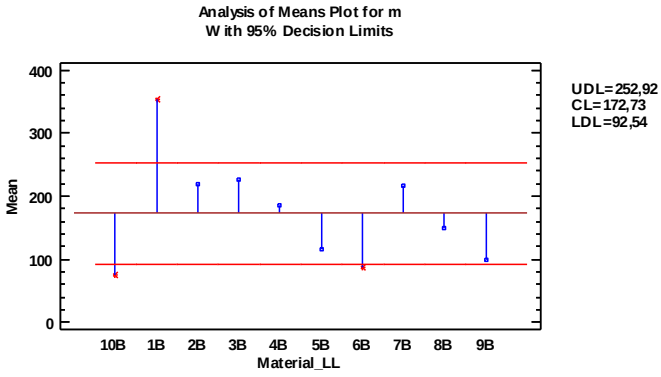


Fig.3. *Investigation of mean values and confidence limits*

The analysis of the mean values (Figure 3) shows the influence of the factor on the wear. Materials 1B, 10B and 6B are different from others. If data is censored and Material 1B is removed from the examination, the other wear materials may be represented by the following graphs:

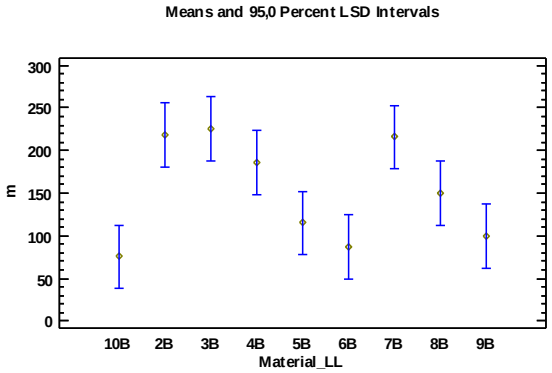


Fig.4. *Average values of censored data*

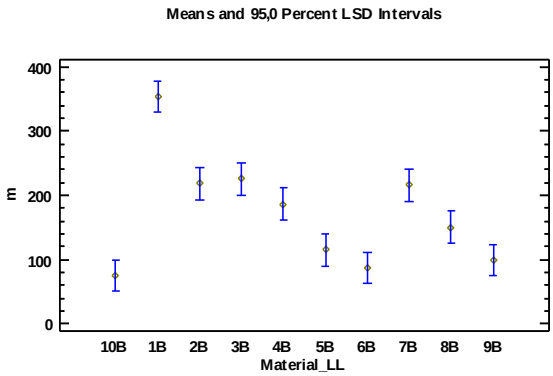


Fig.5. *Mean values with confidence limits*

A response is observed with respect to material 10B. In this case, the analysis shows a tendency towards 2B, 3B, 4B, 5B, and 6B, as well as materials 7B, 8B and 9B.

Multi-factor ANOVA: Wear rate of the test samples

The co-influence of factors: "material" and "friction time" on the variable mass wear is investigated by two-factor analysis. In the one-way analysis, the influence of the "friction time" factor is not clearly emphasized. With regard to censorship of data, the same reasoning as the previous variable mass wear (Table 3). The wear rate is considered a random magnitude and it is necessary to determine the probability distribution.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), number of test cycles, distance. The dependent variable is the wear rate. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 3, the 30 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 6.

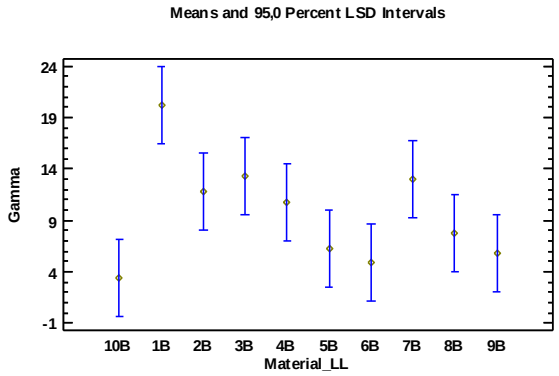


Fig.6. *Mean values with confidence limits*

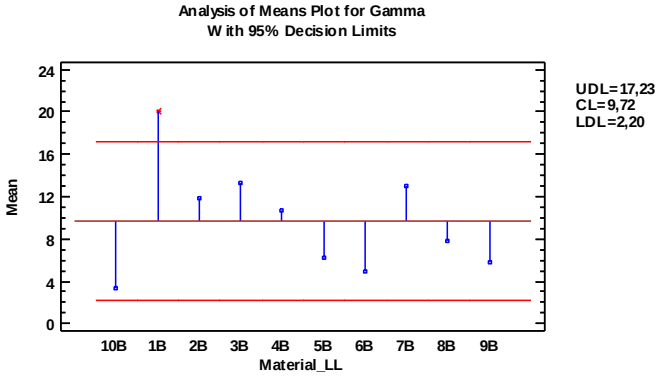


Fig.7. *Analysis of the mean values*

Material 1B (Tufnol) again has a substantial response to "wear rate" (Figure 6 and Figure 7). Two trends can be noticed – materials 1B÷6B and materials 7B, 8B and 9B. Material 1B is significantly different. If the material factor is censored, the response (influence) of the factor on the variable "wear velocity" is unclear. On the other hand, the "friction time" and "friction path" factors show a clear response. This is the reason to directly switch to two-factor data analysis.

Two-way ANOVA: Intensity of wear of the samples

The joint influence of factors: "material" and "friction time", as well as the "friction path" factor, on the variable "wear rate" is investigated by two-factor analysis.

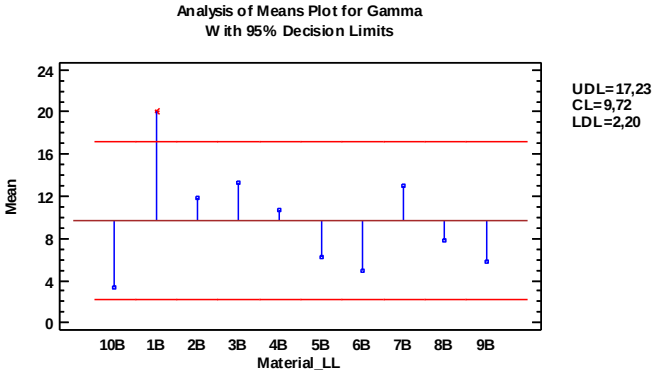


Fig.8. *Mean values for factor "material" and their location versus decision boundaries*

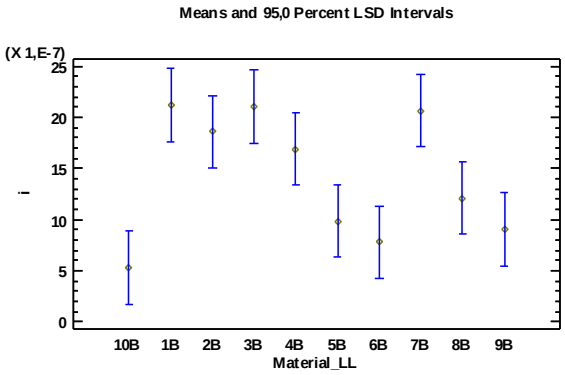


Fig.9. *Mean values and confidence intervals*

The "friction path" factor study results in the same results as "friction time". Both factors are linearly dependent and as such can not be used for analysis. With regard to censorship of data, the same reasoning as the previous variable mass wear can be made (Table 4). The wear intensity is considered a random magnitude and it is necessary to determine the probability distribution.

Two-way ANOVA: Wear-resistance of the test speciments

The joint influence of factors "material" and "friction time" on the variable "wear intensity" is investigated by two-factor analysis. In the one-factor analysis, the influence of the "friction time" factor is clearly highlighted, but for the "material" factor it is not fulfilled. Again, there are two parallel trends in the plurality of materials. Both factors: "material" and "friction time" affect the accidental wear intensity variable. P-Values prove this conclusion. Once again, it can be stressed that the two "material" and "friction times" factors, due to the correct experiment, influence the variable "wear intensity".

3. CONCLUSION

At a nanoparticle content of 5.0 and 1.5%, a high degree of resistance is provided when leaving non-nickel coated nanoparticles. Comparative results for the wear-resistance of nanoparticulate materials with and without nickel coating are presented in the last column of Table 6.

The dependence of the wear-resistance on the percentage of carbon nanotubes with and without nickel coating has a very non-linear wavy character, unlike that of dry abrasive friction. It has a pronounced maximum for both types of nanoparticles at 1% nanoparticle content - Figure 10.

With higher carbon nanotubes, the wear-resistance decreases for both nanotubes, with lower wear-resistance for nanoparticles without nickel coating.

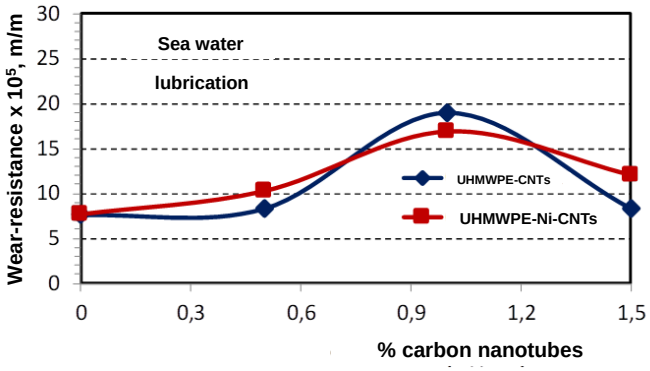


Fig.10. *Dependence of wear resistance from the percentage of nanoparticles for UHMWPE materials, with and without nickel coating*

Figure 11 and Figure 12 show diagrams of the absolute and relative wearing resistance of all tested samples.

Clearly, we can see that most wear-resistive sample is (UHMWPE-1.0CNTs) with 1% nanoparticles without nickel coating - $I=18.9x10^5$, which is $2.3\ x10^5$ greater than that of samples with the same percentage of nanoparticles, but with nickel coating (UHMWPE-1.0Ni-CNTs) - $I=16.9x10^5$.

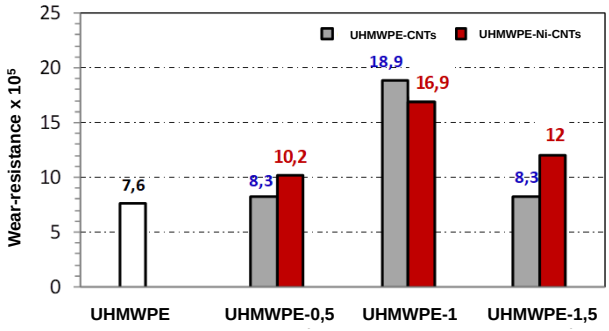


Fig.11. *Diagram of the wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel plating for N=400*

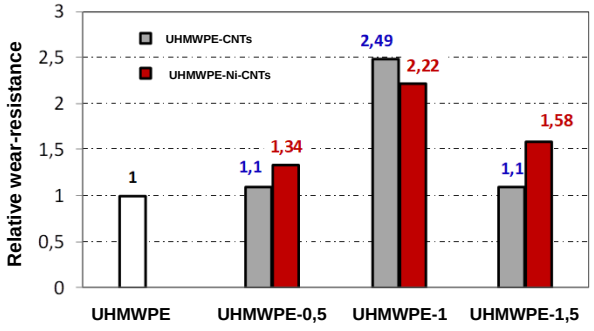


Fig.12. *Diagram of the relative wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel plating for N=400*

Wear-resistance is a reciprocal value of variable wear intensity. The results are identical with those obtained for "wear intensityFor the influence of the factors: "material", "friction time" and "friction path", the following conclusions can be drawn:

- All data is used to highlight the influence of factors on samples: 1B÷10B. Materials 10B and 6B differ from others;

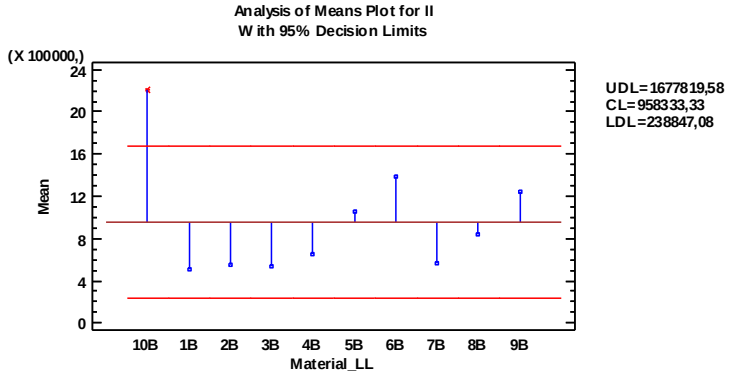


Fig.13. *Graphical representation of the mean values for the factor "material"*

From the graphs presented in the statistical analysis it can be concluded that the best results for abrasive wear during sea water lubrication exhibits sample (6B) UHMWPE-1.0CNTs, which fully coincides with the results obtained from the tribological tests. The presented model fully justifies the experiment under consideration.

ACKNOWLEDGEMENTS

These studies were carried out and supported by laboratory “Tribology” of the Technical University of Sofia and funded in 2019 under the Ministry of Education and Science program "*Young Scientists and Postdoctoral Candidates*", EU RESEARCH FRAMEWORK PROGRAMME Horizon 2020, National Strategy for the Development of Scientific Research in the Republic of Bulgaria 2017-2030, Innovation Strategy for Smart Specialization 2020.

REFERENCES

[1] Dimitrova R., Electroless nickel coatings on silicon carbide particles using two nickel salts in alkaline solution, International Working Conference "Total Quality Management - Advanced and Intelligent Approaches", 2-5 June, 2015, Belgrade, Serbia

[2] Golchin A., Villain A., Emami N. (2017): "Tribological behaviour of nanodiamond reinforced UHMWPE in water-lubricated contacts", Tribology International 110 (2017) 195–200

[3] Wang Y., Yin Z., Li H., Gao G., Zhang X. (2017): "Friction and wear characteristics of ultrahigh molecular weight polyethylene (UHMWPE) composites containing glass fibers and carbon fibers under dry and water-lubricated conditions", Wear 380-381 (2017) 42–51

[4] Douglas C. Montgomery, George C. Runge, Applied Statistics and Probability for Engineers, John Wiley & Sons, Inc., 2011, ISBN–13: 978-0-470-05304-1.

[5] Thomas P. Ryan, Modern Engineering Statistics , John Wiley & Sons, Inc., 2007, ISBN 978-0-470-08187-7

[6] David M. Levine, Ph.D., David F. Stephan, Even You Can Learn Statistics, A Guide for Everyone Who Has Ever Been Afraid of Statistics, 2010 by Pearson Education, Inc., ISBN-10: 0-13-701059-1, ISBN-13: 978-0-13-701059-2.

[7] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Journal of the Royal Statistical Society. Series D (The Statistician) Vol. 12, No. 3, Factor Analysis (1962), pp. 209-229 Wiley.

[8] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Butterworths, London, 1963.

Authors: Tzanko Georgiev, assist. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tzg@tu-sofia.bg* ; **Kiril Nikolov**, assist. prof., Department of Machine Elements and Non-Metal Constructions; Faculty of Mechanical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *knikolov90@tu-sofia.bg* ; **Mara Kandeva**, prof. PhD, Department of Theory of Mechanisms and Machines, Faculty of Industrial Technology, Technical University of Sofia, E-mail address: *kandevam@gmail.com*

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Vasil Galabov

STATISTICAL ANALYSIS OF TRIBOLOGICAL STUDY RESULTS OF BOUNDARY FRICTION WITH MARINE OIL OF ULTRA-HIGH-MOLECULAR-WEIGHT POLYETHYLENE (UHMWPE), MODIFIED WITH CARBON NANOTUBES (CNTS)

Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.

Abstract: *This article deals with the statistical analysis of the results of a tribological study of the wear-resistance of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene* (*UHMWPE*) *samples containing a different concentration of carbon nanotube additive* (*CNTs*)*: 0.5%, 0.75%, 1.0% and 1.5% in several cases of contact interaction with the counter-body under conditions of boundary friction with marine oil.*
Keywords: *boundary friction, UHMWPE, carbon nanotubes, composite materials, marine oil, statistical analysis*

1. INTRODUCTION

Friction and wear in the presence of lubricants are complex processes that are highly dependent on physico-chemical and mechanical contact interactions between the lubricant environment and the surface layers of the contacting bodies.

These processes also depend on the modes of operation - load, speeds, presence of dynamic disturbances (vibrations). In machines the contact fittings operate in different friction modes - fluid, mixed, boundary and dry friction. None of them is in pure form. In the time and in the spatial distribution of processes in the tribosystems the mixed friction is most often encountered - the presence of discrete contact areas of the micrograde, areas with the presence of a lubricating layer and areas in which touching is performed by thin lubricating layers and films. Friction friction is the heaviest friction mode that is almost inevitable in all contact fittings in machines.

The wear test device for border friction in lubricating environment has been developed in the tribology laboratory. The functional diagram of the device is shown in Figure 1. The tribological contact is point and occurs between the test specimen 2 and a spherical indentor (counter) 1 with a diameter of 5 mm fixed in the holder 3. The indentor 1 rotates about its vertical axis at a constant angular velocity.

The Carbon Nanotubes used in the study are with an average diameter of 10÷40 nm, length of 1÷25 μm, purity by weight 93% and specific surface 150÷250 m^2/g. In order to improve their reinforcement properties, a surface electroless nickel plating (Ni-P) on SiC particles in alkaline bath using two nickel salts ($NiSO_4$ and $NiCl_2$) is conducted. [1]

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

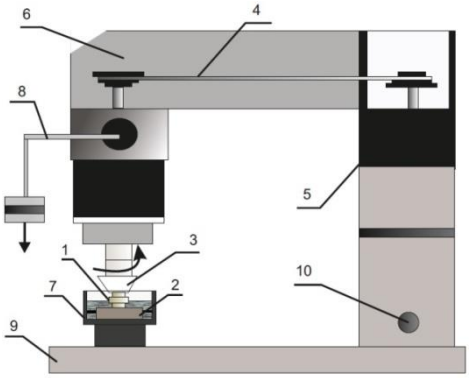


Fig.1 *Diagram of device for examination of wear in border friction in lubricating environment: 1-spherical indentor; 2-sample; 3-holder of the indentor; 4-belt drive; 5-electric motor; 6-housing; 7-bathtub; 8-lever loading system; 9-base of the housing; 10-button for switching on the electric motor.*

The drive of the holder 3, respectively, of the indentor 1, is effected by an electric motor 5 and a belt drive 4. Changing the angular velocity is done by changing the rotational speed using the belt drive 4. In this way, the desired speed of sliding friction can be set. The device allows variation in rotation speeds up to 4000 rpm. The sample 2 is placed horizontally in the bath 7 with lubricant, in this case marine oil. The normal load P in the center of the indentor is set by weights with lever system 8. The device works in the following sequence: The test specimen 1 is fastened to the holder 3 and the counter body is placed and fixed horizontally to the holder in the bath 7. Load P is set by the weight of the arm 8 from the lever system. In the tub 7, lubricant is placed at a level up to 5 mm above the level of the counter body 2. The temperature of the lubricant is measured. The desired rotation speed is set with the belt drive 4. With the button 10 the electric motor is switched on and the time of friction or speed counter is measured with a stopwatch. After a certain friction time the motor is stopped and the temperature of the lubricant material in the tub is measured again. The methodology for the study of wear is based on measuring the maximum value of the linear wear CD=h after a certain friction time and calculation of the volumetric wear V (Figure 2).

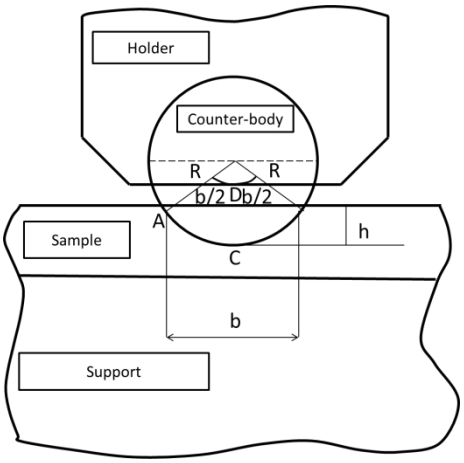


Fig.2. *Maximum linear wear of a spherical indentor sample*

In the present study, ship oil with the abbreviation M1 (MC 20) is used. The study was conducted under the experimental conditions presented in Table 1.

Table 1.

Experiment Parameters

№	Parameter	Value
1	Load	P = 20 N
2	Nominal contact area	A_a = 144 mm^2
3	Nominal contact pressure	p_a= 13,89 N/cm^2
4	Speed of rotation	n = 750 min^{-1}
5	Friction time	t = 20 min
6	Ambient temperature	T = 23°C
7	Initial oil temperature	T_M = 23°C

Table 2, Table 3 and Table 4 show results for linear and volumetric wear, speed and wear intensity, absolute and relative wear-resistance of the tested materials when lubricated with oil M1, determined according to the described methodology.

Table 2.

Linear and volumetric wear when lubricating with oil M1

№	MATERIALS	Linear Wear, µm						Volumetric wear, mm^3
		h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h	
1C	Tufnol	152	160	158	150	165	157	190 x 10^{-3}
2C	UHMWPE-0CNTs	110	115	118	120	122	117	105 x 10^{-3}
3C	UHMWPE-0CNTs*	75	80	82	70	84	78.2	47 x 10^{-3}
4C	UHMWPE-0.5CNTs	80	85	90	92	87	86.2	57 x 10^{-3}
5C	UHMWPE-0.75CNTs	102	95	110	98	105	102	81 x 10^{-3}
6C	UHMWPE-1.0CNTs	105	100	92	95	90	96.4	71 x 10^{-3}
7C	UHMWPE-1.5CNTs	54	50	65	58	70	59.4	27 x 10^{-3}
8C	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	135	140	142	145	130	138.4	147 x 10^{-3}
9C	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	110	115	105	120	125	115	102 x 10^{-3}
10C	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	65	70	72	68	75	70	38 x 10^{-3}

Table 3.

Speed, intensity and wear resistance when lubricating with oil M1

№	Materials	Wear Rate µm/min	Wear Intensity mm^3/cycle	Wear-resistance, cycles/mm^3
1C	Tufnol	7.85	1.27 x 10^{-5}	7.9 x 10^4
2C	UHMWPE-0CNTs	5.85	0.7 x 10^{-5}	14.3 x 10^4
3C	UHMWPE-0CNTs*	3.91	0.3 x 10^{-5}	33.3 x 10^4
4C	UHMWPE-0.5CNTs	4.31	0.38 x 10^{-5}	26.3 x 10^4
5C	UHMWPE-0.75CNTs	5.1	0.5 x 10^{-5}	20 x 10^4
6C	UHMWPE-1.0CNTs	4.82	0.4 x 10^{-5}	25 x 10^4
7C	UHMWPE-1.5CNTs	2.97	0.18 x 10^{-5}	55.6 x 10^4
8C	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	6.92	0.98 x 10^{-5}	10.2 x 10^4
9C	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	5.75	0.68 x 10^{-5}	14.7 x 10^4
10C	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	3.75	0.25 x 10^{-5}	40 x 10^4

Table 4.

Relative wear-resistance when lubricating with oil M1

№	MATERIALS	Wear-resistance cycles/mm^3	Relative wear-resistance $R_{i,j}$				
			Influence of nanoparticles on UHMWPE		Comparison of UHMWPE and Tufnol		Comparison of UHMWPE without Ni and with Ni
			without Ni	with Ni	without Ni	with Ni	
1C	Tufnol	7.9×10^4	-	-	$R_{1,1}=1$	$R_{1,1}=1$	-
2C	UHMWPE-0CNTs	14.3×10^4	-	-	$R_{2,1}=1.8$	-	-
3C	UHMWPE-0CNTs*	33.3×10^4	$R_{3,3}=1$	$R_{3,3}=1$	$R_{3,1}=4.2$	-	-
4C	UHMWPE-0.5CNTs	26.3×10^4	$R_{4,3}=0.8$	-	$R_{4,1}=3.3$	-	$R_{4,4}=1$
5C	UHMWPE-0.75CNTs	20.0×10^4	$R_{5,3}=0.6$	-	$R_{5,1}=2.5$	-	-
6C	UHMWPE-1.0CNTs	25.0×10^4	$R_{6,3}=0.8$	-	$R_{6,1}=3.2$	-	$R_{6,6}=1$
7C	UHMWPE-1.5CNTs	55.6×10^4	$R_{7,3}=1.7$	-	$R_{7,1}=7.0$	-	$R_{7,7}=1$
8C	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	10.2×10^4	-	$R_{8,3}=0.3$	-	$R_{8,1}=1.3$	$R_{8,4}=0.4$
9C	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	14.7×10^4	-	$R_{9,3}=0.4$	-	$R_{9,1}=1.9$	$R_{9,6}=0.6$
10C	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	40.0×10^4	-	$R_{10,3}=1.2$	-	$R_{10,1}=5.1$	$R_{10,7}=0.7$

2. STATISTICAL ANALYSIS OF THE OBTAINED RESULTS

The following variables are introduced [2÷6]:

Variable	Description	Dimension
mh	numerical variable: linear wear	[μm]
Vh	numerical variable: volumetric wear	[mm^3]
Gammah	numerical variable: wear rate	[mg/min]
iV	numerical variable: intensity of volumetric wear	[mm^3/N]
Ih	numerical variable: wear-resistance	[m/micro g]
Rij_CN_UH_smo	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
Rij_UH_Tf_smo	numerical variable: relative wear-resistance	[.]
N	Number of cycless	[.]
Measurement	grouping variable for linear wear on measurements (integer)	
	h1 -1 | h2 -2 | h3 -3 | h4 -4 | h5 -5	
Ni_CN_UH	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	
Ni_UH_Tf	grouping variable: 0 – without Ni, 1 – with Ni	

Material grouping variable (string)	Material	Material_1 grouping variable (integer)
1C	Tufnol	1
2C	UHMWPE-0CNTs	2
3C	UHMWPE-0CNTs*	3
4C	UHMWPE-0.5CNTs	4
5C	UHMWPE-0.75CNTs	5
6C	UHMWPE-1.0CNTs	6
7C	UHMWPE-1.5CNTs	7
8C	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8
9C	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	9
10C	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	10

Each experimental variable is described by a random variable. Each factor being investigated is described by a grouping variable. Each numeric variable is considered separately.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), linear wear measurements (h_i). The dependent variable is linear wear. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 50 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 3: Number of observations: 50 (all measurements of linear wear) and Number of Factor Levels: 10.

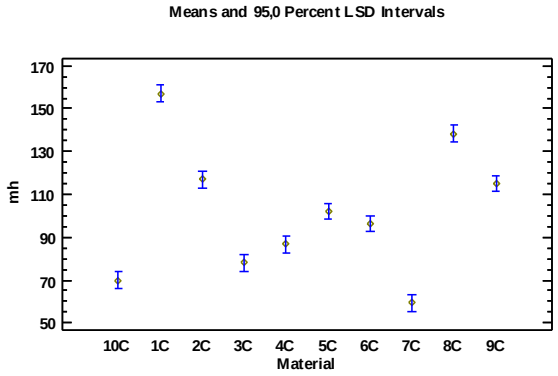


Fig.3. *Mean values and confidence intervals*

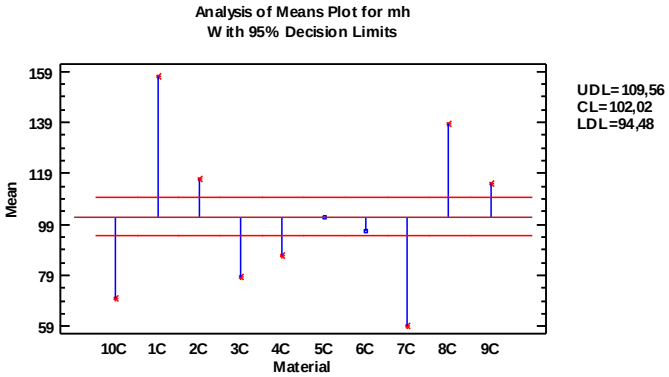


Fig.4. *Investigation of mean values and confidence limits*

The analysis of the mean values (Figure 4) shows the influence of the factor on the linear wear. Materials 1C, 7C, 8C and 10C are distinguished from the rest. If the data is censored, the material 1C of the examination is dropped, the other materials in terms of wear can be represented by the following graph (Figure 5). Again, there is a more detailed response to the rest of the materials.

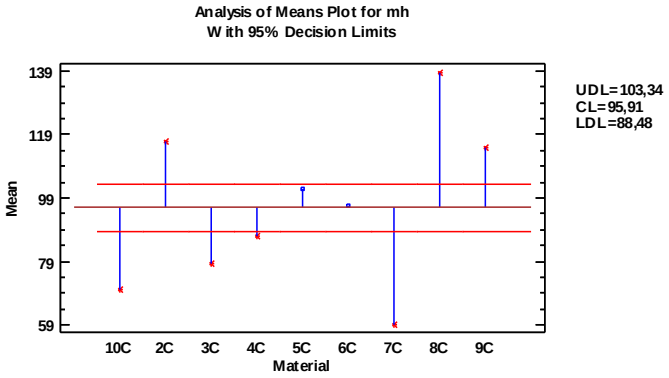


Fig.5. *Mean values and decision boundaries for deciding when an essential response to the "material" on the dependent variable*

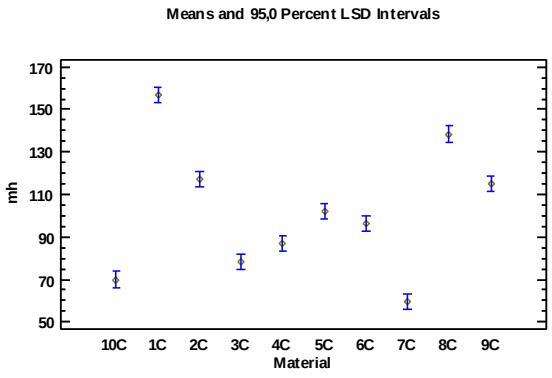


Fig.6. *Mean values with confidence limits*

Multi-factor ANOVA

The co-influence of factors: "material" and "number of measurements" on variable mass wear is examined by two-factor analysis. In the single factor analysis, the impact of the "number of measurements" factor is not clearly highlighted.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), linear wear measurements (h_i). The dependent variable is volumetric wear. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 50 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with confidence intervals are shown in Figure 7: Number of observations: 50 (all measurements of linear wear) and Number of Factor Levels: 10.

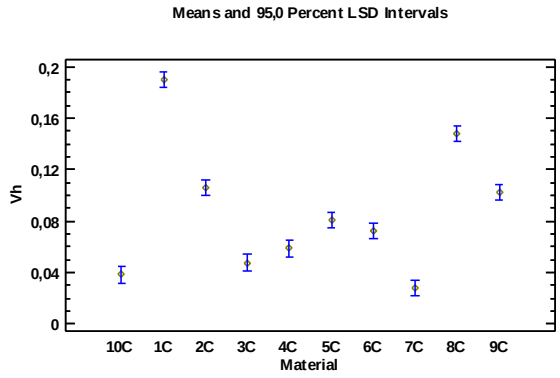


Fig.7 *Mean values and confidence intervals*

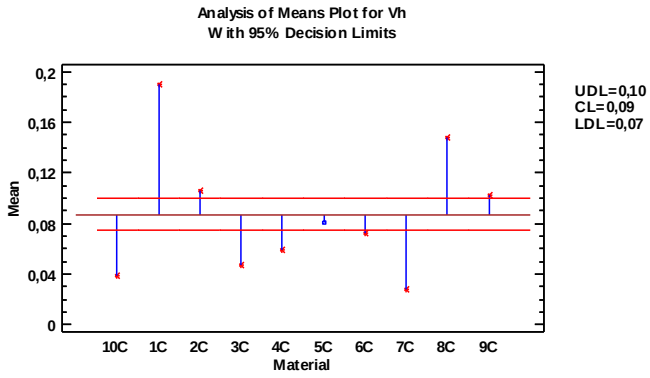


Fig.8 *Investigation of mean values and confidence limits*

The analysis of the mean values (Figure 8) shows the influence of the factor on the linear wear. Material 5C has no response to volume wear. If data is censored, material 1C is removed from the examination, the other wear materials can be represented by the following graph (Figure 9). Again, there is a more detailed response to the rest of the materials.

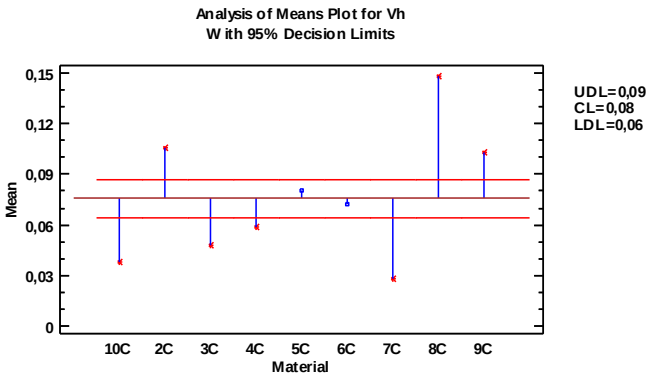


Fig.9. *Mean values and decision boundaries for an essential response of the factor "material" on the dependent variable*

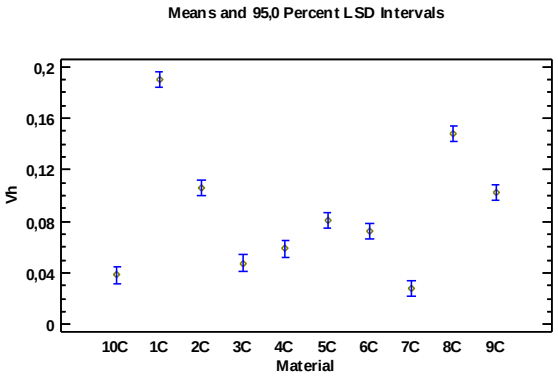


Fig.10. *Mean values with confidence limits*

Sample wear rate

Data from Table 3 are considered. Wear rate data is restored for measurements: h_1, h_2, h_3, h_4, h_5. The wear rate is considered a random variable and it is necessary to determine the probability distribution.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), number of measurements h_1, h_2, h_3, h_4, h_5. The dependent variable is the wear rate. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 3 the 50 observations and the 10 levels of the factor "material" are examined. The mean values with their confidence intervals are shown in Figure 11.

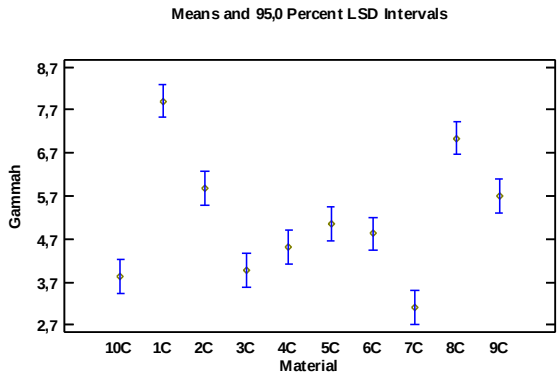


Fig.11. *Mean values with confidence limits*

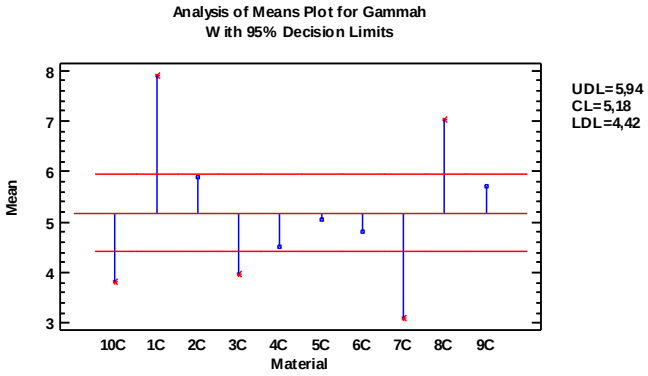


Fig.12. *Analysis of the mean values*

Materials 1C (Tufnol), 3C, 7C, 8C and 10C again have a substantial response in terms of "wear rate" (Figure 12). Factor "material" has a significant response (influence) on the variable "wear rate". Factor "Measurements" has no corresponding response to the dependent variable. This is the reason to directly switch to two-factor data analysis.

Two-factor ANOVA: Intensity of wear of the samples

The joint influence of factors: "material" and "number of measurements" on the variable "wear rate" is investigated by two-factor analysis. In the single factor analysis, the impact of the "number of measurements" factor is not clearly highlighted.

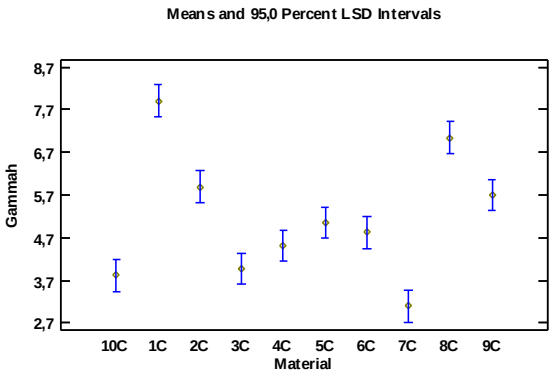


Fig.13. *Mean values and confidence limits for factor "material"*

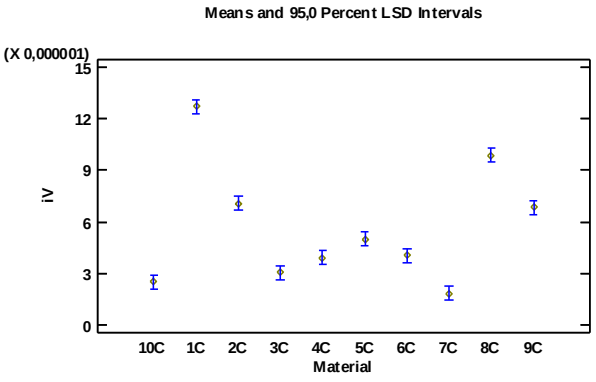


Fig.14. *Mean values and confidence intervals*

The data is presented in Table 3. The data is reconstructed on the measurements h_1, h_2, h_3, h_4, h_5. The wear intensity is considered a random magnitude and it is necessary to determine the probability distribution.

Two-factor ANOVA: Wear-resistance of the samples

The co-influence of factors: "material" and "number of defects" on the variable "wear intensity" is examined by two-factor analysis. In the single factor analysis, the influence of the number of cycles factor is not clearly highlighted. The censored values are used.

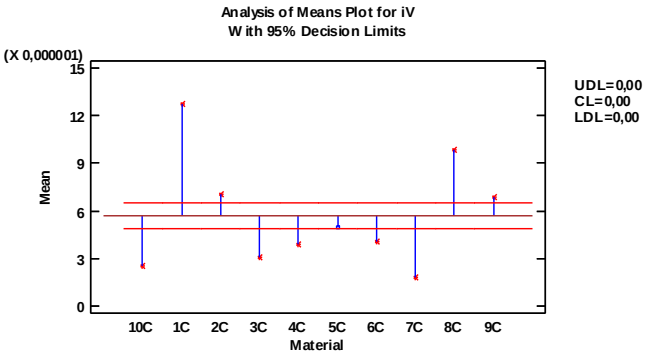


Fig.15. *Analysis of the response of mean values*

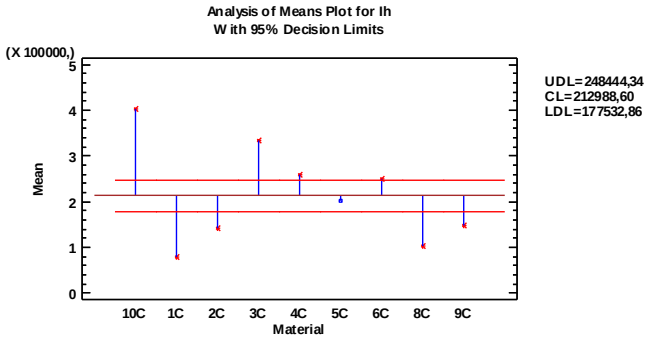


Fig.16. *A graphical representation of the mean values for the "material"*

Wear-resistance is a reciprocal value of variable wear intensity. The results are identical with those obtained for "wear intensity".

3. CONCLUSION

Figure 17 shows the graphical dependence of the sample's volumetric wear on the percentage of nickel-coated carbon nanotubes.

The dependence of wear on the percentage of nickel-coated carbon nanotubes has a strong non-linear character with a pronounced maximum in UHMWPE, doped with 0.5% carbon nanotubes with nickel coating. Nano-coated nanotubes with less nickel coating have less wear for each nanotubes.

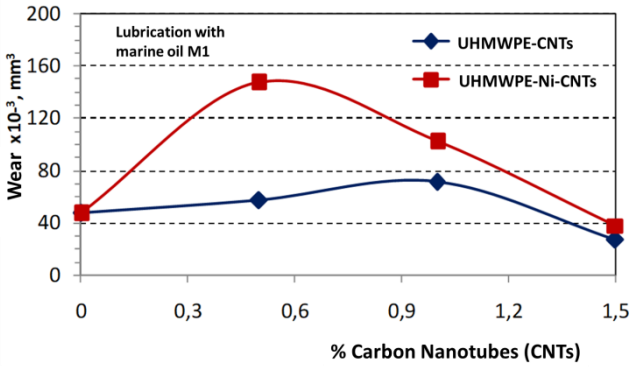


Fig.17 *Dependence of the volumetric wear of the specimens by the percentage of carbon nanotubes with and without nickel coating upon lubrication with oil M1*

Figure 18 and Figure 19 show diagrams of absolute and relative wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel coating.

The relative wear-resistance of Figure 19 is shown in a reference sample UHMWPE without nanoparticles, i.e. sample №3C.

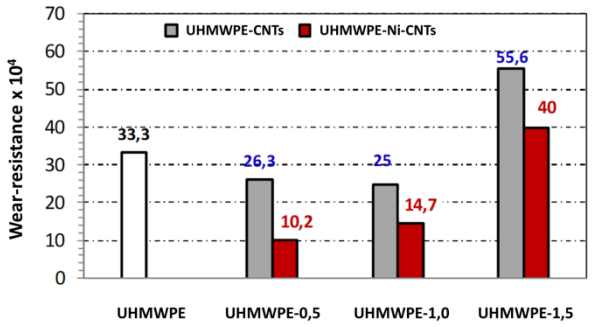


Fig.18. *Diagram of wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel coating upon lubrication with oil M1*

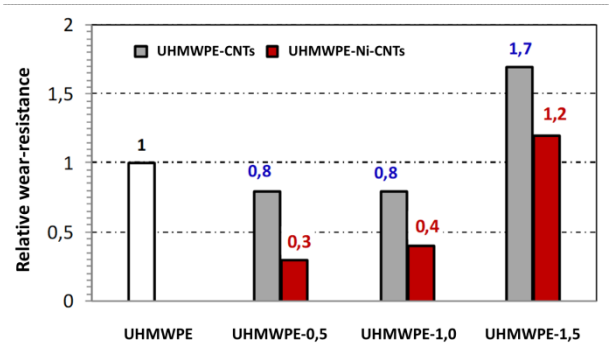


Fig.19. *Diagram of the relative wear-resistance of UHMWPE materials with carbon nanotubes with and without nickel coating upon lubrication with oil M1*

It can be seen from Figure 19 that all samples doped without nickel-plated nanotubes have a higher wear resistance than those with nickel coated nanotubes. The presence of nickel is likely to reduce cohesive strength, resulting in lower frictional tensile stresses and increased wear. The highest wear-resistance has the sample UHMWPE-1,5CNTs doped with 1.5% carbon nanotubes I=55,6x10^4 cycles/mm^3, which is about 1.4 times higher than the wearing resistance of a sample UHMWPE-1.5Ni-CNTs doped with 1.5% nickel-plated nanotubes.

For the influence of factors: "material" and "number of measurements", the following conclusions can be drawn:

- Working with actual reconstructed data to highlight the impact of factors on samples: 1C÷10C;

Of the presented graphs of statistical analysis it can be concluded that the best results for wear in boundary friction with marine oil exhibits sample (7C) UHMWPE-1.5CNTs, which fully coincides with the results obtained from the tribological tests. The presented model fully justifies the experiment under consideration.

ACKNOWLEDGEMENTS

These studies were carried out and supported by laboratory “Tribology” of the Technical University of Sofia and funded in 2019 under the Ministry of Education and Science program "*Young Scientists and Postdoctoral Candidates*", EU RESEARCH FRAMEWORK PROGRAMME Horizon 2020, National Strategy for the Development of Scientific Research in the Republic of Bulgaria 2017-2030, Innovation Strategy for Smart Specialization 2020.

REFERENCES

[1] Dimitrova R., Electroless nickel coatings on silicon carbide particles using two nickel salts in alkaline solution, International Working Conference "Total Quality Management - Advanced and Intelligent Approaches", 2-5 June, 2015, Belgrade, Serbia

[2] Douglas C. Montgomery, George C. Runge, Applied Statistics and Probability for Engineers, John Wiley & Sons, Inc., 2011, ISBN–13: 978-0-470-05304-1.

[3] Thomas P. Ryan, Modern Engineering Statistics , John Wiley & Sons, Inc., 2007, ISBN 978-0-470-08187-7

[4] David M. Levine, Ph.D., David F. Stephan, Even You Can Learn Statistics, A Guide for Everyone Who Has Ever Been Afraid of Statistics, 2010 by Pearson Education, Inc., ISBN-10: 0-13-701059-1, ISBN-13: 978-0-13-701059-2.

[5] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Journal of the Royal Statistical Society. Series D (The Statistician) Vol. 12, No. 3, Factor Analysis (1962), pp. 209-229 Wiley.

[6] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Butterworths, London, 1963.

Authors: Tzanko Georgiev, assist. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tzg@tu-sofia.bg* ; **Kiril Nikolov**, assist. prof., Department of Machine Elements and Non-Metal Constructions; Faculty of Mechanical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *knikolov90@tu-sofia.bg* ; **Mara Kandeva**, prof. PhD, Department of Theory of Mechanisms and Machines, Faculty of Industrial Technology, Technical University of Sofia, E-mail address: *kandevam@gmail.com*

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Vasil Galabov

STATISTICAL ANALYSIS OF TRIBOLOGICAL STUDY RESULTS OF THE COEFFICIENT OF FRICTION (DRY AND WET) OF ULTRA-HIGH-MOLECULAR-WEIGHT POLYETHYLENE (UHMWPE), MODIFIED WITH CARBON NANOTUBES (CNTS)

Georgiev Tz., Nikolov K., Kandeva M.

Abstract: *This article deal with the statistical analysis of the coefficient of friction of new composites based on UHMWPE with the addition of different percentages of carbon nanotubes* (*CNTs*) *- 0.5%, 0.75%, 1.0% and 1.5%. UHMWPE samples with carbon nanotubes, samples of 0.5%, 0.75%, 1.0% and 1.5% carbon nanotubes* (*UHMWPE-CNTs*) *and samples with the same carbon nanotube content were made, but with carbon nanotubes subjected to Electroless Nickel Composite Coating with nanoparticles of SiC* (*UHMWPE-NiCNTs*).
Keywords: *tribology, friction, UHMWPE, carbon nanotubes, composite materials, statistical analysis*

1. INTRODUCTION

The main priority of tribology as interdisciplinary science and technology is to increase the energy efficiency and reliability of machines. It is known that 30% of energy losses in the world are due to friction and 80% of failures in machines belong to friction wear [1÷10]. One of the methods to improve the mechanical and tribological characteristics of UHMWPE is to introduce into the volume of nano-sized particles of different shapes, sizes, concentration and nature [11÷15]. Determination of the kinetic coefficient of friction in sliding is performed with the "thumb-disc" device (Figure 1).

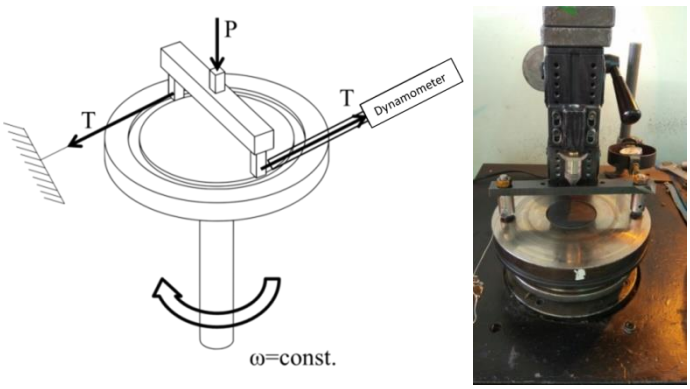


Fig.1. *"Thumb-disk" device for determining the kinetic coefficient of sliding friction*

The thumb is the test specimen and the rotating disc is a high-alloy steel plate of hardness HRC=56,9 and roughness Ra=2.35 μm. The friction force T is measured with a dynamometer attached to the sample holder and located on the tangent of the friction trace in the direction opposite to the movement of the disc. The friction force T is measured with an accuracy of 0.1 N at a set load P and the same friction time

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

(friction path). The friction force for all samples is determined by the same friction modes - sliding velocity, load, ambient temperature. The kinetic coefficient of friction is calculated according to the law of Leonardo-Amonton by the formula:

$$\mu = \frac{T}{P} \quad (1)$$

where P is the normal load on the sample. In the present study, experimental results were obtained for the coefficient of friction at four load values for all tested samples under friction conditions without lubricant (dry friction) and for sea water lubrication. With the described methodology and device (Figure 1) the kinetic frictional forces were measured for the tested 10 types of samples at loads P_1=60 N; P_2=80 N; P_3=100N; P_4=120 N, rotation speed n=0.94 min^{-1} and ambient temperature 24°C and the friction coefficients using formula (1) are calculated. The chemical composition of sea water, which is taken from Sozopol, the Black Sea, used in the current experimental work is presented in Table 1.

Table 1.

Chemical composition of the sea water in Black Sea

Chemical element	Weight %
Oxygen (O)	85,80
Hydrogen (H)	10,67
Chlorine (Cl)	2,00
Sodium (Na)	1,07
Magnesium (Mg)	0,14
Calcium (Ca)	0,045
Sulfur (S)	0,039
Potassium (K)	0,038
Bromine (Br)	0,0065
Carbon (C)	0,0035
Strontium (Sr)	0,0010
Boron (B)	0,00045
Fluorine (F)	0,00010
Silicon (Si)	0,00002

The results are presented in Tables 2 (dry) and 3 (wet).

Table 2.

Friction force and coefficient of friction at different normal loads

№	MATERIALS	LOAD, P [N]							
		P_1 = 60		P_2 = 80		P_3 = 100		P_4 = 120	
		T_1, [N]	μ	T_2, [N]	μ	T_3, [N]	μ	T_4, [N]	μ
1	Tufnol	14	0.23	17	0.21	21	0.21	25	0.21
2	UHMWPE-0CNTs	10	0.17	11	0.13	14	0.14	19	0.16
3	UHMWPE-0CNTs*	10	0.17	13	0.16	21	0.21	25	0.21
4	UHMWPE-0.5CNTs	11	0.18	15	0.19	18	0.18	21	0.18
5	UHMWPE-0.75CNTs	14	0.23	15	0.19	17	0.17	20	0.17
6	UHMWPE-1.0CNTs	10	0.17	12	0.15	12	0.12	12	0.10
7	UHMWPE-1.5CNTs	9	0.15	11	0.13	12	0.12	12.5	0.10
8	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	12	0.20	14	0.17	17	0.17	19	0.16
9	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	23	0.38	26	0.33	25	0.25	27	0.23
10	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	14	0.23	18.5	0.23	20	0.20	24	0.20

In Table 3 are presented the results of the friction force and friction coefficient under boundary lubrication with sea water in all samples at a load R=60, 80, 100 and 120 N.

Table 3.

Force and coefficient of friction at boundary lubrication with sea water

№	MATERIALS	LOAD, P [N]							
		P_1 = 60		P_2 = 80		P_3 = 100		P_4 = 120	
		T_1, [N]	μ	T_2, [N]	μ	T_3, [N]	μ	T_4, [N]	μ
1	Tufnol	6	0.10	7	0.09	8	0.08	9	0.08
2	UHMWPE	8	0.13	9	0.11	8	0.08	9	0.08
3	UHMWPE-0 CNTs*	7	0.12	6	0.08	8	0.08	9	0.08
4	UHMWPE-0.5CNTs	8	0.13	9	0.09	11	0.11	13	0.10
5	UHMWPE-0.75CNTs	3	0.05	4	0.05	5	0.05	5	0.04
6	UHMWPE-1.0CNTs	4	0.07	6	0.08	6	0.06	6	0.05
7	UHMWPE-1.5CNTs	5	0.08	7	0.09	6	0.06	7	0.06
8	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8	0.13	8	0.10	7	0.07	9	0.08
9	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	8	0.13	9	0.11	9	0.09	8	0.07
10	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	7	0.12	5	0.06	5	0.05	8	0.07

2. STATISTICAL ANALYSIS OF THE OBTAINED RESULTS

The following variables are introduced [16÷20]::

Variable	Description	Dimension
Mu	coefficient of friction (COF)	[.]
P	normal load	[N]
TF	friction force	[N]

Material **grouping variable (string)**	**Materials**	***Material_1*** **grouping variable (integer)**
1**D**	Tufnol	1
2**D**	UHMWPE-0CNTs	2
3**D**	UHMWPE-0CNTs*	3
4**D**	UHMWPE-0.5CNTs	4
5**D**	UHMWPE-0.75CNTs	5
6**D**	UHMWPE-1.0CNTs	6
7**D**	UHMWPE-1.5CNTs	7
8**D**	UHMWPE-0.5Ni-CNTs	8
9**D**	UHMWPE-1.0Ni-CNTs	9
10**D**	UHMWPE-1.5Ni-CNTs	10

Each numeric variable is described by a random variable. Each factor being investigated is described by a grouping variable. Each numeric variable is considered separately.

One-way ANOVA: Coefficient of dry friction and analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), normal load. The dependent variable is the coefficient of dry friction. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 40 observations and the 10 levels of the material factor are examined. The mean values with their confidence intervals are shown on Fig.6: number of observations: 40 and number of factor levels: 10

A response is observed with respect to material 9D. In this case, the analysis shows a trend with respect to the other materials. The analysis of the mean values (Figure 3)

shows the influence of the factor on the coefficient of friction. Material 9D is distinguished from the rest (Figures 2 and Figure 3).

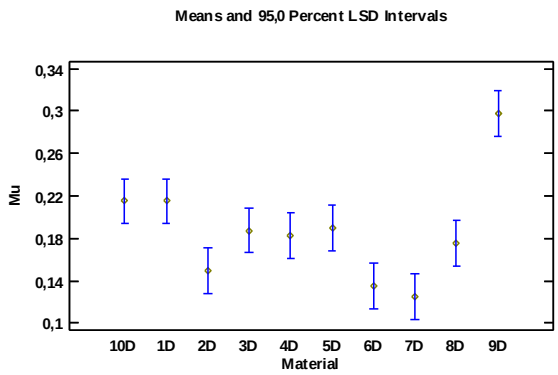


Fig.2. *Mean values and confidence intervals*

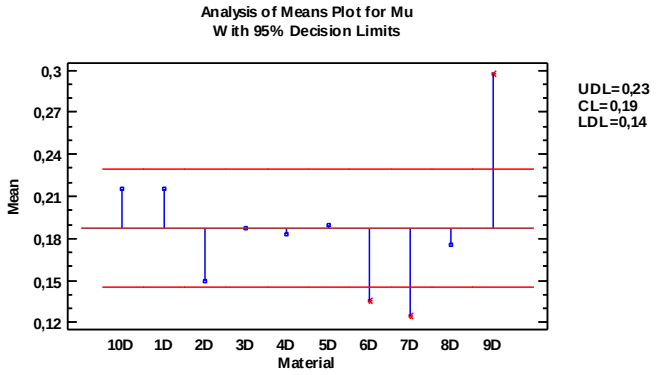


Fig.3. *Investigation of mean values and confidence limits*

If data is censored and material 9D is dropped from the examination, the remaining materials with respect to the coefficient of friction can be represented by the following graph (Figure 4):

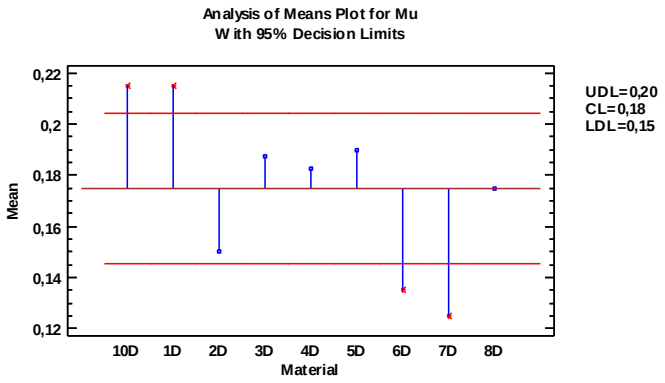


Fig.4. *Mean values of censored data*

Again there is a response to the other materials. In this case, the analysis shows a tendency towards 7B, 8B, as well as materials 10B, 1B.

Multi-factor ANOVA: Friction force when investigating the friction coefficient

The co-influence of factors: "material" and "normal load" on the variable coefficient of friction is examined by a two-factor analysis. In the single factor analysis the influence of the "normal load" factor is not clearly emphasized. The table of average values is illustrated in the following graphs.

With respect to censorship of data, the same reasoning as the previous variable dry friction coefficient (Table 2) can be carried out. The friction force is considered a random magnitude and it is necessary to determine the probability distribution.

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs) and normal load test. The dependent variable is the friction force. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 40 observations and the 10 levels of the factor “material” are examined. The mean values with their

confidence intervals are shown in the following figure (Figure 7). Material 9D differs from the rest.

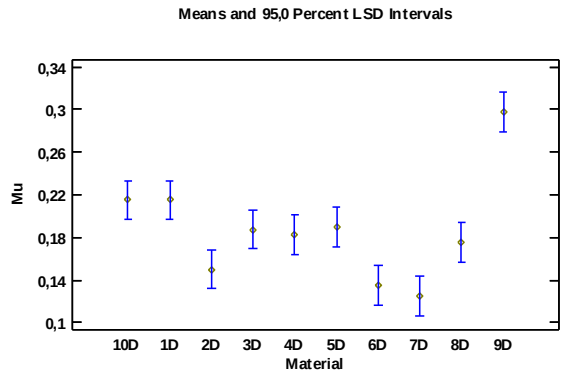


Fig.5. *Mean values with confidence limits*

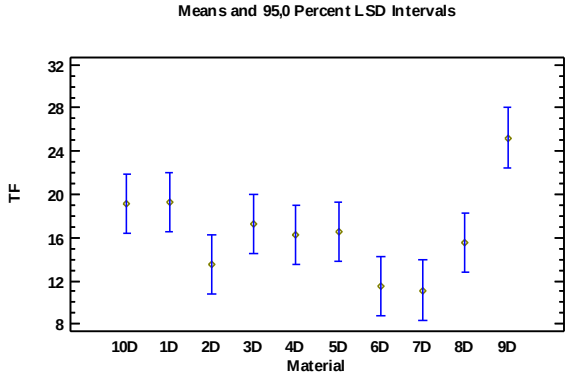


Fig.6. *Investigation of the mean values with confidence limits*

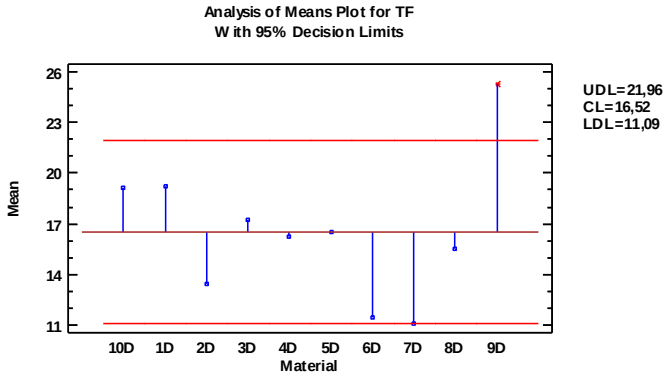


Fig.7. *Analysis of the Mean values*

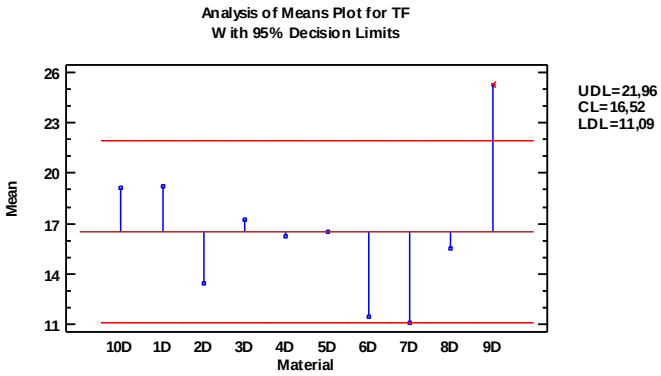


Fig.8. *Mean values for "material" factor and their location versus decision boundaries*

One-way ANOVA: Analysis of the factor "material"

The factors are studied separately: material (wt% CNTs), normal load. The dependent variable is the coefficient of friction at sea water boundary lubrication. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 3, the 40 observations and the 10 levels of the material factor were examined. The average values with their confidence intervals are shown in the following figure (Figure 9): number of observations: 40 and number of factor levels: 10

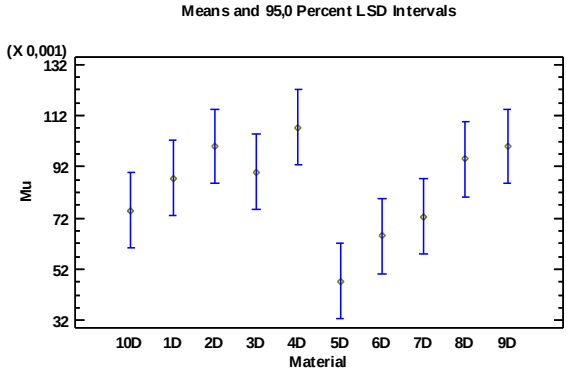


Fig.9. *Mean values and confidence intervals*

A response is observed with respect to material 5D. In this case, the analysis shows two trends with respect to the other materials. The analysis of the mean values (Figure 11) shows the influence of the factor on the coefficient of friction.

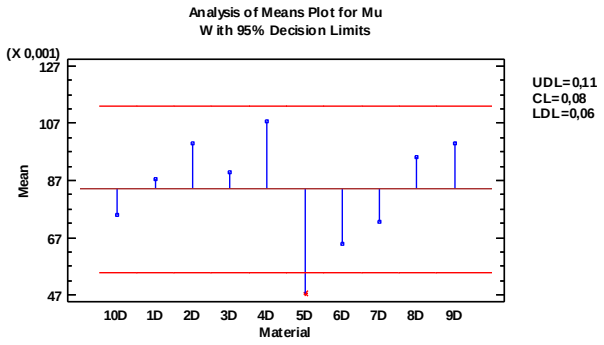


Fig.10. *Investigation of mean values and confidence limits*

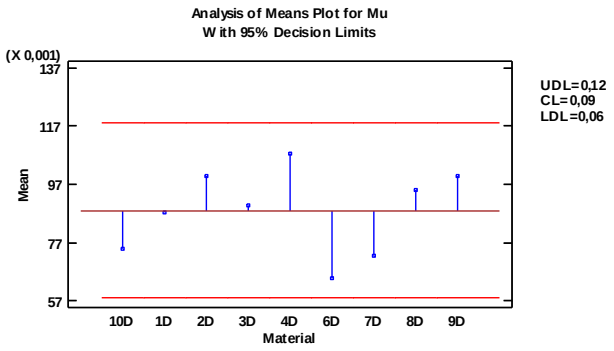


Fig.11. *Mean values of censored data*

Material 5D differs from the rest of Figure 9. If data is censored, material 5D is dropped from the examination, the remaining materials with respect to the coefficient of friction can be represented by the following graph (Figure 11). There is no response to other materials. The trend in the form of two parallel trends is clearly shown in the figure.

Multi-factor ANOVA: Friction force for friction coefficient analysis at sea water boundary lubrication

The joint influence of factors: "material" and "normal load" on the variable coefficient of friction is examined by a two-factor analysis. In the single factor analysis, the impact of the "normal load" factor is not clearly highlighted.

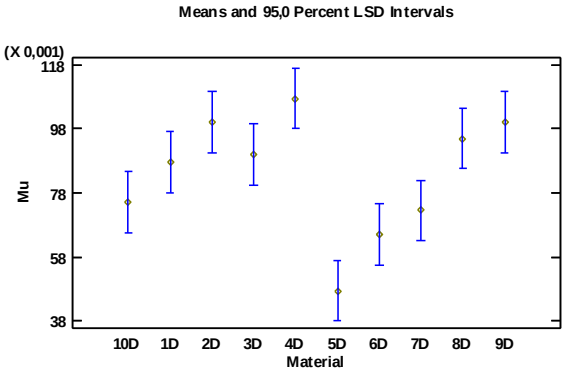


Fig.12. *Mean values with confidence limits*

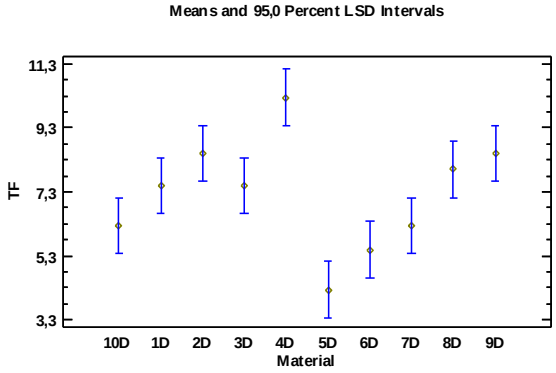


Fig.13. *Mean values with confidence limits*

With regard to censorship of data, the same reasoning as the previous variable coefficient of dry friction (Table 2) can be carried out. The friction force is considered a random magnitude and it is necessary to determine the probability distribution.

One-way ANOVA: **Analysis of the factor "material"**

The factors are studied separately: material (wt% CNTs) and normal test load. The dependent variable is the friction force. It is necessary to establish that the factors have a response to the dependent variable. According to Table 2, the 40 observations and the 10 levels of the material factor were examined. Average values with their confidence intervals are shown in the following figure (Figure 14). Materials 4D and 5D are different from others.

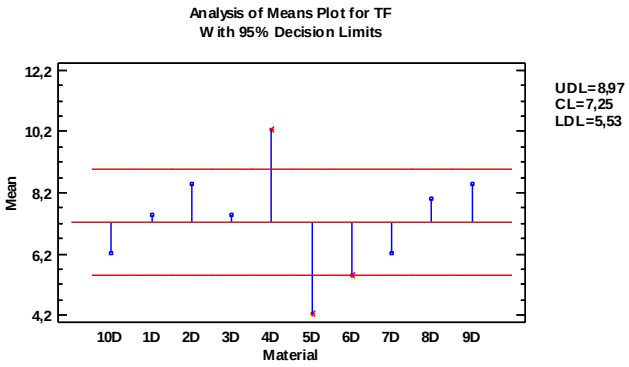


Fig.14. *Analysis of the mean values*

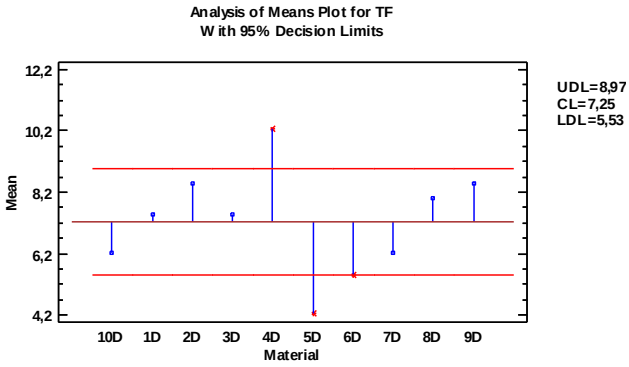


Fig.15. *Mean values for "material" factor and their location versus decision boundaries*

If the factor "material 5D" is censored, the influence of the factor on the variable "friction force" is distinct - materials 4D, 6D.

Two-factor ANOVA

The co-influence of factors: "material" and "normal load" on the variable "friction force" is investigated by two-factor analysis. The Table of Dispersion Analysis shows the simultaneous impact of both factors.

3. CONCLUSION

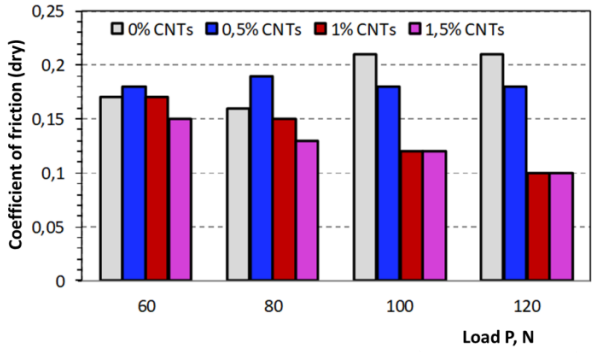


Fig.16. *Friction coefficient diagram for lubrication for the same load P at a different percentage of carbon nanotubes without nickel coating*

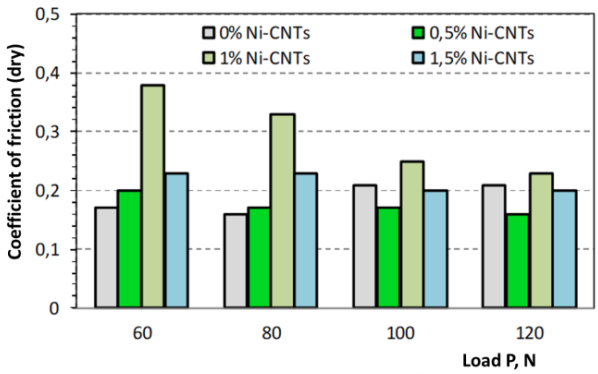


Fig.17. *Friction coefficient coefficient of the lubricant for the same load P at a different percentage of carbon nanotubes with nickel coating*

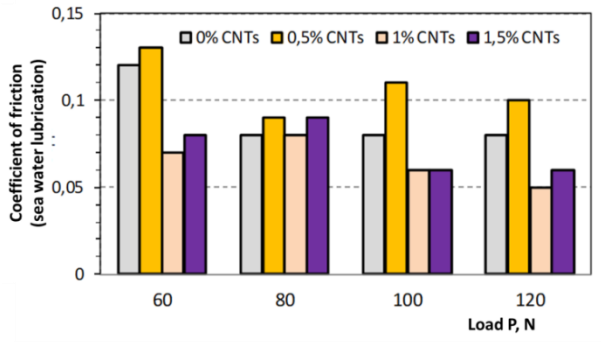


Fig.18. *Diagram of the coefficient of friction in the boundary sea water lubrication regimes for the same load P at different percentages of carbon nanotubes without nickel coating*

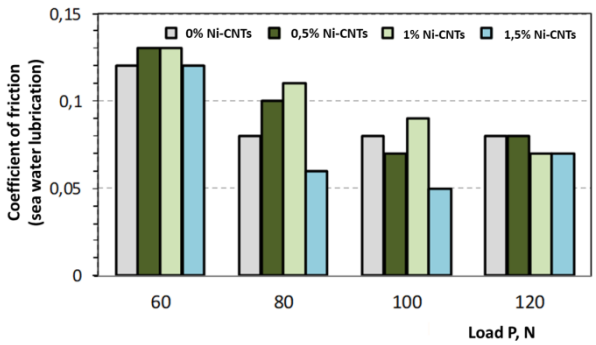


Fig.19. *Diagram of the coefficient of friction in the boundary sea water lubrication regimes for the same load P at different percentages of carbon nanotubes with nickel coating*

It can be seen from the diagrams in Figures 16, 17, 18 and Figure 19 that with the increase in the load on non-nanoparticulate materials the coefficient increases with increasing load. This is explained by an increase in the friction adhesion component as a result of an increase in the number of contact spots and the actual contact area at high contact pressure. With a low nanoparticle content of 0.5% without and with nickel coating, the friction coefficient has a persistent character, i.e. it has almost identical values for different loads, but its value is greater for nanoparticulate nickel-plated materials. With a nanoparticle content of 1% and 1.5%, the friction coefficient decreases with increasing the normal load. This is probably due to the increase of the deformation component and the reduction of the friction adhesion component by increasing the number of contact spots and the actual contact area at high contact pressure respectively.

From the graphs presented in the statistical analysis, it can be concluded that the best results for a non-lubricating surface friction coefficient (dry friction) exhibit samples (6D) UHMWPE-1.0CNTs and (7D) UHMWPE-1.5CNTs, which completely matches the results of tribological research.

From the graphs presented in the statistical analysis, it can be concluded that the best results for the coefficient of friction at sea water boundary lubrication exhibit samples (6D) UHMWPE-1.0CNTs and (10D) UHMWPE-1.5Ni-CNTs, which completely coincides with the results obtained from the tribological tests.

ACKNOWLEDGEMENTS

These studies were carried out and supported by laboratory “Tribology” of the Technical University of Sofia and funded in 2019 under the Ministry of Education and Science program "*Young Scientists and Postdoctoral Candidates*", EU RESEARCH FRAMEWORK PROGRAMME Horizon 2020, National Strategy for the Development of Scientific Research in the Republic of Bulgaria 2017-2030, Innovation Strategy for Smart Specialization 2020.

REFERENCES

[1] Kandeva M., V. Kamburov, Zadorozhnaya, E., Kalitchin, Zh., Abrasion Wear of Electroless Nickel Composite Coatings Modified with Boron Nitride Nanoparticles, Journal of Environmental Protection and Ecology, 19(4), 1690-1703 (2018), ISSN:1311-5065.

[2] P. Martin: Introduction to Surface Engineering and Functionally Engineered Materials. Hoboken: John Wiley & Sons, (2011).

[3] K, Holmberg, A. Matthews: Coatings Tribology: Properties, Mechanisms, Techniques and Applications in Surface Engineering. Amsterdam: Elsevier, (2009).

[4] M. Kandeva, AL. Vencl, D. Karastoyanov: Advanced Tribological Coatings for Heavy-Duty Applications: Case Studies, (2016), Academy Publishing House, Sofia, Bulgaria, (p. 147), ISBN 978-954-322-858-4.

[5] Vencl: Optimization of The Deposition Parameters of Thick Atmospheric Plasma Spray Coatings. – J Balk Tribol Assoc, Vol. 18,(3) 405 (2012).

[6] M. Kandeva: The Contact Approach in Engineering Tribology, Technical University of Sofia, ISBN: 978-954-438-986-4, p. 505 (2012).

[7] Dimitrova R., Electroless nickel coatings on silicon carbide particles using two nickel salts in alkaline solution, International Working Conference ''Total Quality Management - Advanced and Intelligent Approaches'', 2-5 June, 2015, Belgrade, Serbia

[8] Kaleicheva J. A., Karaguiozova Z. K. Electroless Composite Nickel Coatings rengthening with TiN Nanoparticles Plated on Ductile Cast Iron, Novel Trends in Production Devices and Systems, Materials Science Forum, Vol. 919, pp. 52-58, 2018. doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.919.52

[9] Dimitrov, L. (2009): "Principles of Mechanical Engineering Design", Second Revised and Expanded Edition, University Textbook, ISBN: 978-954-580-257-7, pp. 128-144

[10] Maksimkin A.V., V.D. Danilov, F.S. Senatov, L.K. Olifirov, S.D. Kaloshkin, Wear performance of bulk oriented nanocomposites UHMWPE/FMWCNT and metal-polymer composite sliding bearings, Wear 392–393 (2017) 167-173.

[11] Chang B., Akil H., Nasir R., Khan A. (2015): "Optimization on wear performance of UHMWPE composites using response surface methodology", Tribology International 88 (2015) 252-262

[12] Chang I., J. Chou (2012): "A molecular analysis of carbon nanotori formation", Journal of Applied Physics 112, 063523

[13] Kandeva M., Kamburov V., Dimitrov L., Nikolov K., Abrasive Wear of Ultra-High-Molecular-Weight Polyethylene (UHMWPE), Modified with Carbon Nanotubes (CNTS)", Journal of the Balkan Tribological Association, (2019) ISSN:1310-4772. Scopus SJR: 0.213

[14] Bakalova T., Svobodová L., Borůvková K., Louda P., L Voleský L. (2016): "The influence of nanoadditives on the tribological properties of process fluids", Journal of Physics: Conference Series, Volume 709, Issue 1, 4 May 2016, Article Number 012001

[15] Banerjee S., S. Naha, P. Ishwar (2008): "Molecular simulation of the carbon nanotube growth mode during catalytic synthesis"

[16] Douglas C. Montgomery, George C. Runge, Applied Statistics and Probability for Engineers, John Wiley & Sons, Inc., 2011, ISBN–13: 978-0-470-05304-1.

[17] Thomas P. Ryan, Modern Engineering Statistics , John Wiley & Sons, Inc., 2007, ISBN 978-0-470-08187-7

[18] David M. Levine, Ph.D., David F. Stephan, Even You Can Learn Statistics, A Guide for Everyone Who Has Ever Been Afraid of Statistics, 2010 by Pearson Education, Inc., ISBN-10: 0-13-701059-1, ISBN-13: 978-0-13-701059-2.

[19] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Journal of the Royal Statistical Society. Series D (The Statistician) Vol. 12, No. 3, Factor Analysis (1962), pp. 209-229 Wiley.

[20] D. N. Lawley and A. E. Maxwell, Factor Analysis as a Statistical Method, Butterworths, London, 1963.

Authors: Tzanko Georgiev, assist. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tzg@tu-sofia.bg* ; **Kiril Nikolov**, assist. prof., Department of Machine Elements and Non-Metal Constructions; Faculty of Mechanical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *knikolov90@tu-sofia.bg* ; **Mara Kandeva**, prof. PhD, Department of Theory of Mechanisms and Machines, Faculty of Industrial Technology, Technical University of Sofia, E-mail address: *kandevam@gmail.com*

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Vasil Galabov

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

УПРАВЛЕНИЕ НА ПНЕВМАТИЧЕН ИЗПЪЛНИТЕЛЕН МЕХАНИЗЪМ В ЛИНЕЙНАТА ОБЛАСТ НА РАБОТА

Борис Грасиани

Резюме: *В работата се предлагат системи за управление в линейната област на работа на ротационен пневматичен изпълнителен механизъм. За доказване на техните качества е проведен сравнителен анализ на синтезираните системи. Моделирани и симулационно изследвани са, като е направена оценка на някои от показателите за устойчивост.*
Ключови думи: *пневматичен изпълнителен механизъм, запас по модул, запас по фаза, бързодействие*

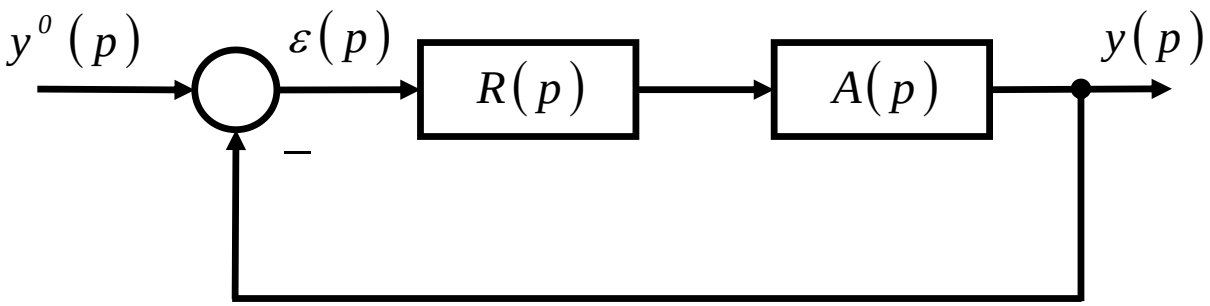
CONTROL OF ROTARY PNEUMATIC ACTUATOR IN THE LINEAR AREA OF WORK

Boris Grasiani

Abstract*: In the work is proposed control systems in the linear area of the rotary pneumatic actuator. To prove their qualities, a comparative analysis of the synthesized systems was modeled and simulated, and some of the stability indicators were evaluated.*
Key words: *rotary pneumatic actuator, gain margin, phase margin, quick response*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В литературата са известни [1÷14],[16÷20], класически системи за управление. Тяхната структура е показана на фиг.1. Разгледаните в настоящата разработка системи за управление се различават по използвания закон за управление. Използвани са следните означения $R(p)$ - регулатор, $A(p)$ - ротационен пневматичен изпълнителен механизъм (РПИМ), y^0 - входен сигнал, y - изходен сигнал, ε - грешката в системата.



Фиг.1.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

В литературата **[1,2,3,4,5,16,17,18,19]** са познати различни методи за настройка на класически регулатори: първи и втори метод на Ziegler-Nichols, Ästrom-Hägglund, графо-аналитичен метод, чрез позициониране на нулите и полюсите.

В настоящата разработка е избран графо-аналитичен метод, чрез позициониране на нулите и полюсите при критерий - апериодичен преходен процес. Ходографът на корените **[2,3,4,5,9,10,11,13,14,16]** дава нагледна представа за корените на затворената система, чрез връзката им с оценките на качеството може да се извърши анализ на динамиката на система за автоматично управление (САУ).

За да е устойчива затворената система, е необходимо да се избере коефициентът на регулатора да бъде по-малък от граничната стойност на коефициента $k_R < k_{cr}$, при който се губи устойчивост и корените ще са разположени в дясната полуравнина на комплексната координатна система.
За да се ограничат колебанията на системата, трябва да се избере такава стойност за k_R, че корените да са разположени в лявата полуравнина комплексната координатна система.
Ходографът на корените може да се строи в зависимост от произволен параметър на САУ (коефициент на пропорционалност, времеконстанта и т.н.). Тогава ходографът лесно се използва за обоснован избор на съответния параметър. Обикновено като параметър се избира общият коефициент на пропорционалност на системата. Съображенията за това от гледна точка за синтеза са: първозащото коефициентът на пропорционалност оказва силно влияние върху свойствата на системата и точността й в установен режим, устойчивост, качество на преходните процеси; второ - той може да бъде променян (настройван) в широки граници.
Изборът на коефициент на пропорционалност може да се третира и като избор на параметъра на пропорционален P регулатор. Понякога по ходографа на корените могат да се изберат и други параметри, освен като синтез на коригиращо звено може да се третира и като избор на два параметъра за пропорционално-диференциален PD регулатор.
Ако чрез параметричния синтез не могат да се удовлетворят изискванията за качество на системата, се търси решение на задачата чрез динамична компенсация - добавяне на коригиращо звено (нули и полюси) към предавателната функция на отворената система.
Целта на настоящата работа е да се синтезират системи за управление на пневматичен ротационен изпълнителен механизъм в линейната му област на работа**;**
задачите които се поставят за постигане на целта са:

- синтезиране на системи за управление;
- сравнителен анализ на синтезираните системи;
- оценка на запасите на устойчивост на синтезираните системи.

2. СИНТЕЗИРАНЕ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

В настоящата разработка се проектират системи за управление с класически P (2), PI (3), PD (4) и PID (5) регулатори на ротационен пневматичен изпълните-

лен механизъм [15] с предавателна функция (1), в която не са отразени нелинейностите така, че тя отговаря на модел в областта на линейна работа. Параметрите за настройка на регулаторите са както следва: •коефициентът на пропорционалност (6) κ_R, фиг.2.; •коефициентът на пропорционалност κ_R и времеконстантата на интегриране T_I - (7), фиг.3.; •коефициентът на пропорционалност κ_R и времеконстантата на диференциране T_D - (8), фиг.4.; •коефициентът на пропорционалност κ_R, времеконстантата на интегриране T_I и времеконстантата на диференциране T_D - (9), фиг.5.

На фиг.2.1 е показана комплексната равнина на системата с P регулатор (6) и съответно на фиг.2.2 е показана преходната характеристика $h_P(t)$ на затворената система.

На фиг3.1 е показана комплексната равнина на системата с PI регулатор (7) и съответно на фиг.3.2 е показан преходната характеристика $h_{PI}(t)$ на затворената система.

На фиг.4.1 е показана комплексната равнина на системата с PD регулатор (8) и съответно на фиг.4.2 е показан преходната характеристика $h_{PD}(t)$ на затворената система.

На фиг.5.1 е показана комплексната равнина на системата с PID регулатор (9) и съответно на фиг.5.2 е показана преходната характеристика $h_{PID}(t)$ на затворената система.

От фиг.2 и фиг.3 се вижда, че при системите с P (6) и PI (7) регулатори не трябва да се надвишава стойността на k_{cr}, за да бъдат устойчиви системите. При системата с PI регулатор не се постига желания критерий за апериодичен преходен процес, което се дължи на влиянието на нулата. Вижда се, че при подбирането на нулата за да бъде разположена в област близка до корена, намиращ се в началото на координатната система, то системата се доближава до устойчиво състояние. За да се достигне до удовлетворяването на желания критерий, то ще е необходимо да се добави коригиращо звено, което не е предмет на настоящата разработка. Докато при останалите синтезирани системи критерият за апериодичен преходен процес е изпълнен. Това, което прави впечатление е, че при системата с PD регулатор (8) и системата с PID регулатор (9), нулите се разполагат в много близка област до корена на обекта, който се намира в началото на координатната система. PID регулаторът добавя двойна нула и един корен, който съвпада с корена на обекта разположен в началото на координатната система. За него е подбран коефициент k_R на регулатора, който да доведе системата до желания критерий за апериодичен преходен процес.

На фиг.6÷фиг.9 са показани честотните Bode-характеристики на синтезираните $W_P(j\omega)$, $W_{PI}(j\omega)$, $W_{PD}(j\omega)$, $W_{PID}(j\omega)$ системи, където е направена графична оценка на запасите по модул и фаза.

$$W_{РПИМ}(p)=\frac{k_1 k_2}{(T_1 p+1)T_i\, p(T_2 p+1)} \tag{1}$$

$$k1=6\ ;\ k2=1\ ;\ T_1=0.018;\ T_2=1.5;\ T_i=0.0007;$$

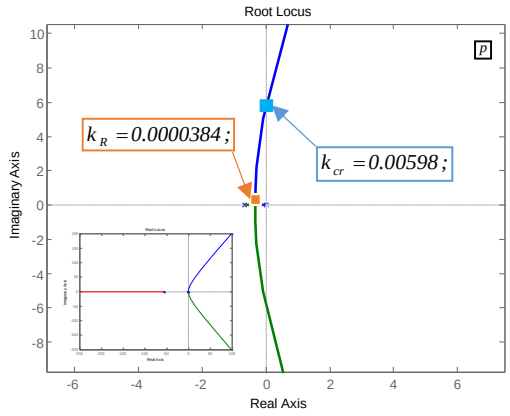
$$R_P(p)=k_R \tag{2}$$

$$R_{PI}(p)=k_R\left(1+\frac{1}{T_i p}\right) \tag{3}$$

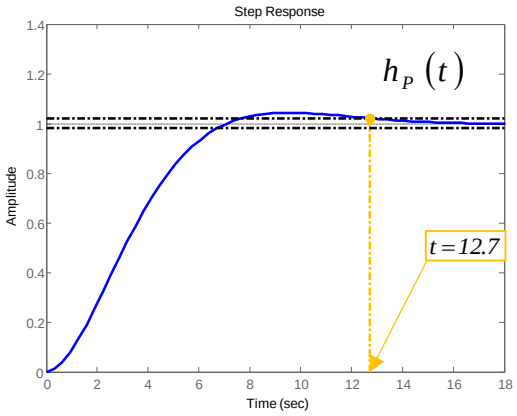
$$R_{PD}(p)=k_R(1+T_D p) \tag{4}$$

$$R_{PID}(p)=k_R\left(1+\frac{1}{T_i p}+T_D p\right) \tag{5}$$

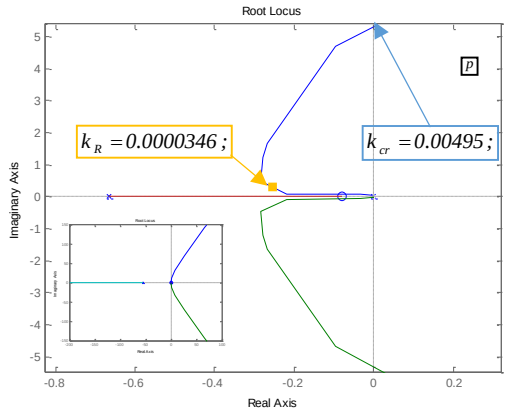
	κ_R	T_I	T_D	
P	0.0000384	-	-	(6)
PI	0.00000216	12.5	-	(7)
PD	0.0000449	-	2	(8)
PID	0.0000422	11.04	11.04	(9)



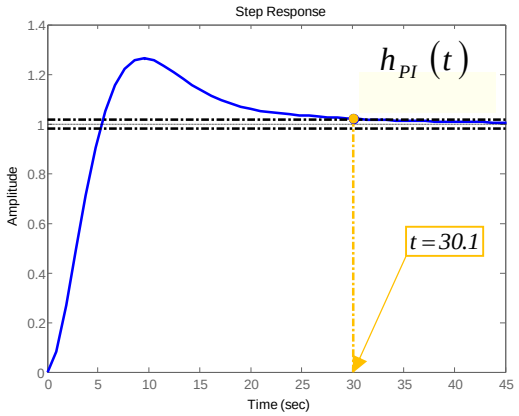
Фиг.2.1.



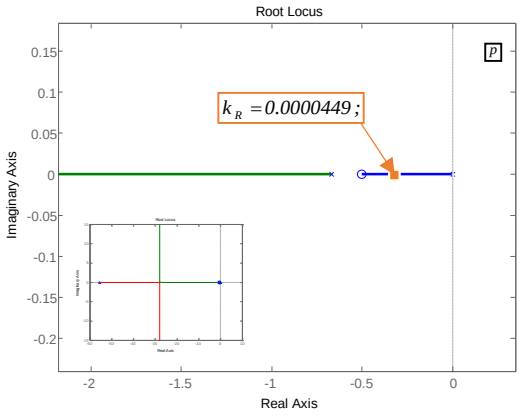
Фиг.2.2.



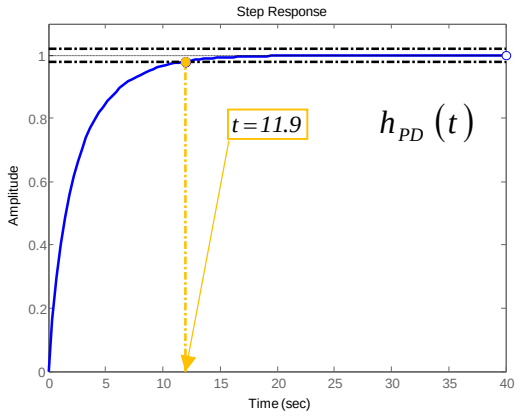
Фиг.3.1.



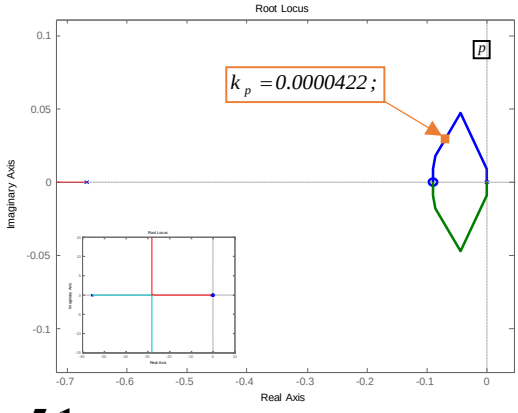
Фиг.3.2.



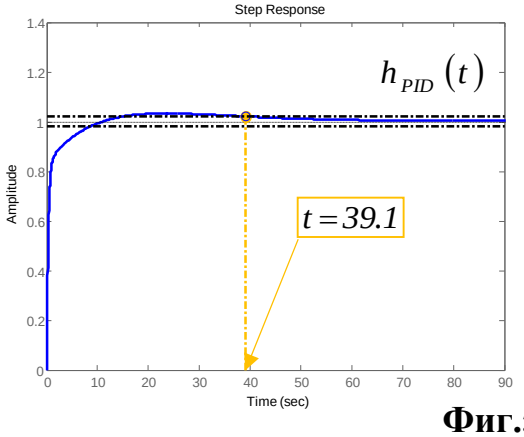
Фиг.4.1.



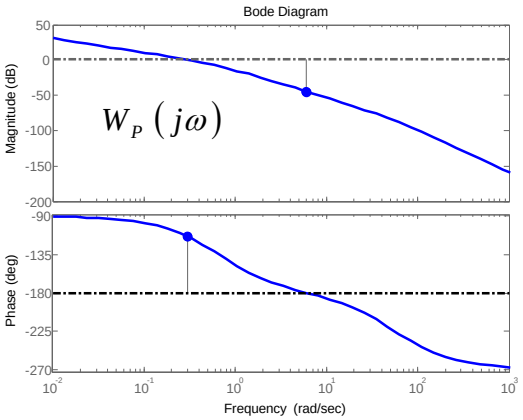
Фиг.4.2.



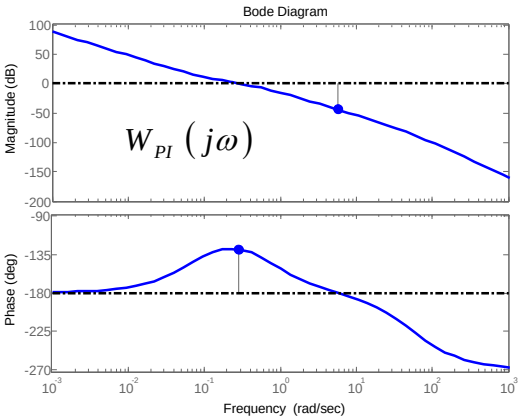
Фиг.5.1.



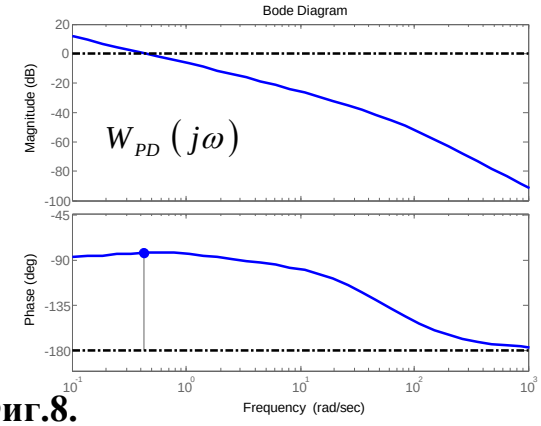
Фиг.5.2.



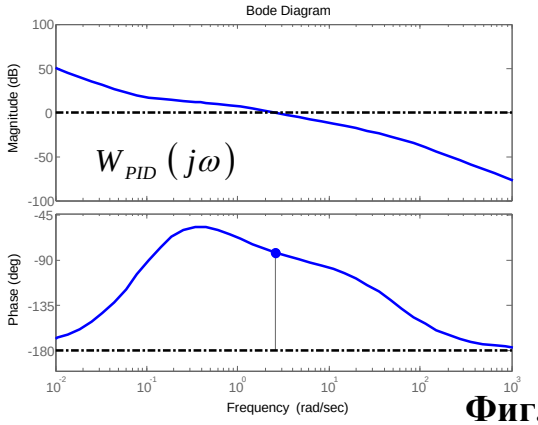
Фиг.6.



Фиг.7.



Фиг.8.



Фиг.9.

3. СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА СИНТЕЗИРАНИТЕ СИСТЕМИ

В настоящата разработка се предлага сравнителен анализ на синтезираните системи, за да може да бъде направена оценка на показатели за качество на системите за управление.

На фиг.10 са визуализирани следните характеристики: преходните характеристики на систематизираните системи $h_P(t)$, $h_{PI}(t)$, $h_{PD}(t)$ и $h_{PID}(t)$, а на фиг.11, фиг.12, фиг.13 - честотните характеристики на отворените системи $W_P(j\omega)$, $W_{PI}(j\omega)$, $W_{PD}(j\omega)$, $W_{PID}(j\omega)$ в пространството на Bode, Nyquist и Nichols.

От преходната характеристика може да се направи извода (10), че системите $W_P(p)$ и $W_{PD}(p)$ са с значително по-голямо бързодействие t_p в сравнение с $W_{PI}(p)$ и $W_{PID}(p)$, а преходния процес е с апериодичен характер, което е и локалният критерии, който е поставен при синтеза на системите за управление.

$$t_{PID} <<< t_{PI} <<< t_{PD} <<< t_P \tag{10}$$

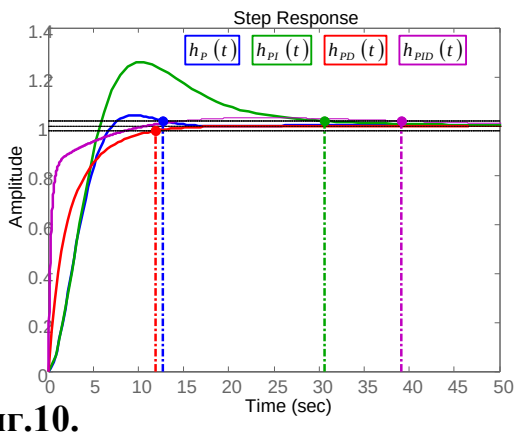
$$GM_{PID} \equiv GM_{PD} \tag{11.1}$$

$$GM_{PI} \approx GM_P \tag{11.2}$$

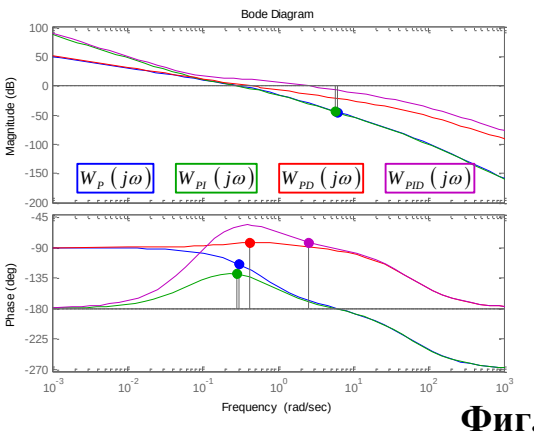
$$GM_{PID} >>> GM_{PI} \tag{11.3}$$

$$PM_{PI} <<< PM_P <<< PM_{PD} <<< PM_{PID} \tag{12}$$

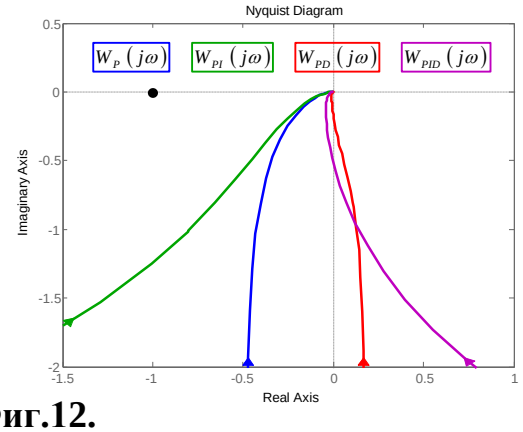
От честотните характеристики на отворените системи (фиг.11, фиг.12, фиг.13) може да бъде направена оценка на запасите по модул и фаза на системите.
Системата W_P с P алгоритъм за управление е с по-големи запаси по модул в сравнение със системите за управление с PI, PD, PID регулатори (11). Запасите по фаза (12) PM_P, PM_{PI}, PM_{PD}, PM_{PID} на системите $W_{PID}(p)$ и $W_{PD}(p)$ са значително по-големи в сравнение с тези на $W_{PI}(p)$ и $W_P(p)$ системи. Стойностите на запасите на устойчивостта и на бързодействието на синтезираните системи е обобщено в табл.1.



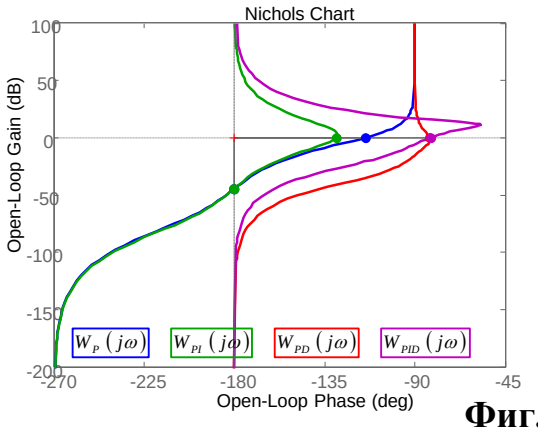
Фиг.10.



Фиг.11.



Фиг.12.



Фиг.13.

Таблица 1

	GM	*PM*	t_p
W_P	44.7 (dB)	65.5 (deg)	12.7 sec
W_{PI}	44.4 (dB)	50.9 (deg)	30.1 sec
W_{PD}	42.5 (dB)	97.4 (deg)	11.9 sec
W_{PID}	40.9 (dB)	97.8 (deg)	39.1 sec

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новото и оригиналното в настоящата разработка може да бъде обобщено като:

- синтезирани са системи за управление на РПИМ в линейната област на работа използвайки графо-аналитичен метод при критерий апериодичен преходен процес;
- синтезираните системи за управление са моделирани и симулирани в MATLAB;
- анализирана е комплексната равнина за всяка една от синтезираните системи;
- направен е симулационен сравнителен анализ на работата на синтезираните системи както във времевата, така и в честотната област на работа;
- направена е оценка на някои показатели на качеството: запасите по модул и фаза на синтезираните системи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] **Houpis C., S. Rasmussen**, ***Quantitative Feedback Theory***, Marcel Dekker Inc., 1999

[2] **Kostadin Kostov**, ***Asservissement et Régulation – Travaux de laboratoire et exercices assistée par ordinateur***, © 2007 Université Technique de Sofia, ISBN 978-954-438-604-7, 2007, 116 p.

[3] **Luis Maret**, ***Régulation automatique***, ISBN2-88074-143-6, 1987, 428 p.

Нестеренко А. Д., Дубровньій и др, Справочник по наладке автоматических устройств контрполя и регулиравания, Изд. Науковая Думка, 1976, 838 стр.

[4] **Nikolov E., S. Enev** (2009), ***Asservissement et Régulation Continue***, Sofia 2009, © 2009 Publishing House of Technical University of Sofia; ISBN-978-954-438-814-0, 160 p.

[5] **Nikolov E., D. Jolly, N. Nikolova, B. Benova** (2005), ***Commande Robuste,*** Sofia 2005, © 2005 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-500-2, 216 p.

[6] **Nina G. Nikolova**, ***Robust ML Control Systems - part 1, part 2,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 61, Issue 1 (2011)
[7] **Nina G. Nikolova**, ***Investigation of Repetitive Control Systems,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 63, Issue 1 (2013)
[8] **Nina G. Nikolova**, ***Basics of the Theory and Design of Linear Repetitive Control Systems - Part I Part II,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 64, Issue 2 (2014)
[9] **Vessela Karlova-Sergieva**, ***Quantitative Feedback Theory - Control Systems Design Methodology - part 1***, part 1, Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 61, Issue 1 (2011)
[10] **Vessela Karlova-Sergieva,** ***Modified Techniques in the Complex Plane,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 62, Issue 2, (2012), pp110-116
[11] **Stanislav Enev, Vessela Karlova-Sergieva,** ***Design of Control Systems for Processes with Significant Time-Delay by Using the Quantitative Feedback Theory,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia" Vol 63, Issue 4 (2013)
[12] **Vessela Karlova-Sergieva** ***Design of Controllers for Unstable Uncertain Plants (part I, part II),*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 65, Issue 2 (2015)
[13] **Vessela Karlova-Sergieva,** ***Control Systems with Conditional Feedback,*** Journal "Proceedings of Technical University of Sofia", Vol 66, Issue 2 (2016)
[14] **Весела Карлова**, ***Проектиране на системи за управление с гарантирано качество***, 2013 Издание на ТУ-София, Радикс ООД, ISBN 978-619-7140-01-9, ISBN 978-619-7140-02-6, 163 стр.
[15] **Грасиани Б. , Маринчев А.** (2018) , ***Моделиране и изследване на ротационен пневматичен изпълнителен механизъм***, Годишник на ТУ-София , том 68, книга 3, 2018, 65-74стр.
[16] **Маджаров Н., И. Томов**, ***Инженерни методи за проектиране на системи за автоматично управление***, Техника, С., 1978.
[17] **Николова Н., Николов Е.** (2006), ***Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината „Приложни методи за управление на технологични процеси",*** София 2006, Изд. на Технически Университет-София, ISBN -13 : 978-954-438579-8, 72 стр.
[18] **Николов Е.** (2003) , ***Приложни методи за управление на технологични процеси - първа част*** (честотни методи и системи с робастни свойства) , Изд. на Технически университет - София , София , 2003г. , ISBN: 954-438-334-4 , 358стр.
[19] **Николова Н. , Николов Е.** (2009), ***Приложни методи за управление на технологични процеси*** (ръководство за лабораторни упражнения), Изд. на Технически университет - София, София , 2009 г. , ISBN: 978-954-438-784-6 , 120 стр.
[20] **Нина Г. Николова**, ***Робастно репетитивно управление на системи с априорна неопределеност***, Изд. Технически Университет-София, 2019, 176 стр.

Автор: Борис Грасиани, гл. ас. д-р инж., катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail adress: *bgrasiani@tu-sofia.bg*

Постъпила 30.04.2019 г. **Рецензент:** проф. дтн Емил Николов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

УПРАВЛЕНИЕ НА ИНДУСТРИАЛЕН ОБЕКТ ЧРЕЗ КТОВ

Весела Карлова-Сергиева, Десислава Стоицева-Деличева

Резюме: *Проектирането на робастен регулатор има голям практически интерес. В тази статия е предложен ефективен метод за синтез на регулатор за модел на индустриален обект. Регулаторът е проектиран чрез методологията КТОВ.*
Ключови думи: *КТОВ, робастност, параметрична неопределеност*

QFT CONTROLLER DESIGN FOR AN INDUSTRIAL PLANT

Vessela Karlova-Sergieva, Desislava Stoitseva-Delicheva

Abstract*: Robust controller synthesis is of great practical interest. In this paper an efficient method has been proposed for synthesis of controller for an industrial plant model. The controller is designed through QFT methodology.*
Key-words: *QFT, robustness, parametric uncertainty*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В структурата на съвременните автоматизирани системи за управление на непрекъснати технологични процеси първото йерархично ниво съдържа голям брой системи за автоматично управление на основните технологични величини, които характеризират термодинамичното състояние на обекта - температура, налягане, влажност или параметри, свързани с материалния баланс на обекта - разход, ниво на течни и насипни материали, или основни свойства на работните вещества - плътност, pH. Автоматичното им управление е класическа област в индустриалната автоматизация. Независимо от съществуващите опит и традиции в управлението на основните технологични величини, синтезът на нови управляващи алгоритми продължава да се развива, тъй като:

- изискванията към точността на поддържане на качеството на основните технологични величини нарастват;
- непрекъснато се развиват възможностите на техническите средства за измерване и управление на основните технологични величини;

Количествената теория на обратната връзка (КТОВ) е теория, която позволява математически строго да се проектира системата за управление на производствен процес с отчитане на фактори, които характеризират този процес, като това отговаря на повишените изисквания за качество към съвременните системи за управление на типови технологични величини.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Управлението на обекти с променливи параметри е предизвикателство, особено когато тази промяна е съществена и обуславя съществено различие в преходните процеси на управляваната величина при използване на класически закони за управление. Добре изучените робастни подходи за управление също не показват задоволителни резултати при промяна в пъти в стойността на параметрите на обекта [7,10].

2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Целта на настоящата работа е да се проектира регулатор чрез количествената теория на обратната връзка за управлението на типов модел на индустриален обект, който се характеризира с три-параметрична съществена промяна в параметрите си. Задачите, които се решават са:

- Привеждане на функционални изисквания към изследвания обект в термините на количествени показатели на качество към управляваната величина;
- Синтез на управляващ КТОВ алгоритъм;
- Валидация и верификация на резултатите в честотна и времева област.

3. ТИПОВ МОДЕЛ НА ИНДУСТРИАЛЕН ОБЕКТ

Голяма част от реалните обекти в индустрията са обекти със закъснение. Закъснението може да възникне от физически пренос на вещество, вследствие на редукция на високия ред на обекта, ниска чувствителност на датчиците, време за изчисление на управляващото въздействие и др. Системите със закъснение са известни с проблемите при тяхното управление, поради влошаване на устойчивостта, вследствие на наличие закъснение в обратната връзка. През годините са развивани различни подходи за решаването на този род проблеми, които се доразвиват, като се добави и проблемът с наличието на промяна в този параметър. Повечето индустриалните системи са изградени с ПИ (или ПИД) регулатори, като при наличие на големи закъснения обикновено се използва само ПИ регулатор. За да се запази устойчивостта, обаче, при тези системи се прави компромис за сметка на бързодействието. Проектирането на несложни в динамично отношение регулатори посредством КТОВ се оказва достатъчно адекватно на поставените изисквания по отношение на точност, устойчивост и бързодействие. В статията се разглежда получен математичен модел на индустриален обект по експериментален начин, изграден на принципа на черната кутия, [9]. Данните, с които се разполага са във вид на предавателна функция, описана с (1)

$$W(s) = \frac{k}{Ts+1} e^{-s\tau} \quad . \tag{1}$$

Параметрите на модела са променливи и приемат стойности в следните диапазони (2)

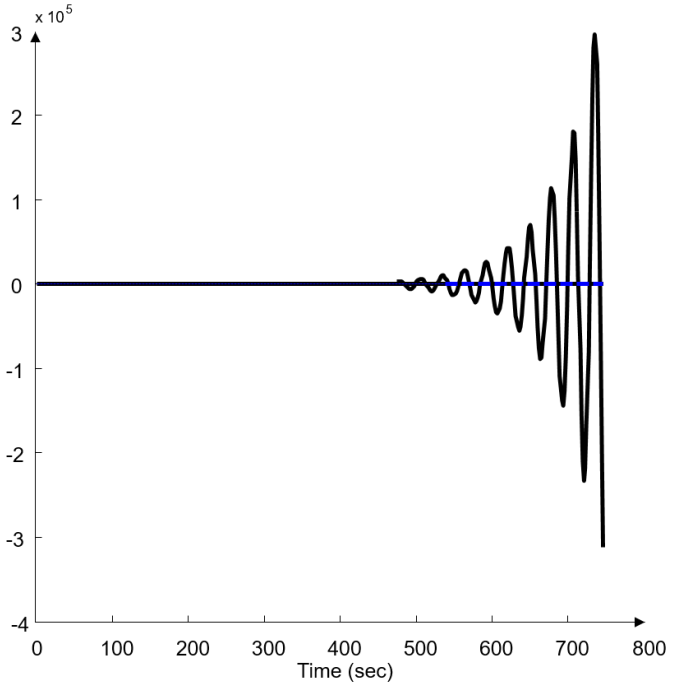
$$k \in [3:16],\ T \in [67:127] \text{ и } \tau \in [3:10.5]. \tag{2}$$

За номинален модел се приемат стойности на параметрите $k = 3,^{o}/\%;\ T = 67s$ и $\tau = 3s$.

Съществуват различни методи за апроксимация на модела на чистото закъснение. В статията е използвано разложение в ред на Паде от първи ред, поради това, че апроксимацията в честотната област, в областта на съществените за обекта честоти, напълно съвпада с модела на чистото закъснение.

4. ФУНКЦИОНАЛНИ ИЗИСКВАНИЯ

Реалните работни условия водят до промяна на работната точка. Ако обектът се характеризира с нелинейност това води до промяна в параметрите на еталонния му, номинален модел. Нелинейността в обекта за управление може да се представи чрез диапазон на параметрична неопределеност, което означава, че нелинейният обект се представя като набор от линейни модели. На фиг.1 са показани семейство от преходни характеристики на затворената система, предполага се П-регулатор с коефициент 1 и обект, описан с (1).



Фиг.1.

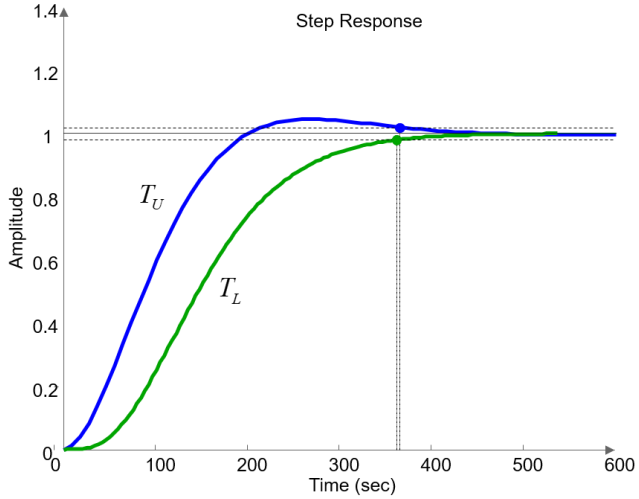
Значителната промяна в параметрите на модела на обекта и наличието на закъснение, което също е променливо, води до неустойчиви работни режими.

Желаното качество се формира чрез математични модели, които отразяват функционирането на системата. В термините на КТОВ това се свежда до определянето на желана зона на качество, обособена от T_U и T_L, в която трябва да попадне изходът на управляваната система. Съобразно изследвания обект се предявяват следните изисквания към качеството на управляваната величина: точност в установен режим, пререгулиране 0% и бързодействие, което отговаря на бързодействието на обекта в номинален режим - $t_s \approx 350s$. Предавателните функции $T_L(s)$ и $T_U(s)$, (3) и (4) са получени на базата на връзките между отделните показатели на качество, дефинирани в комплексна равнина, честотна и времева област, наложени от зададения критерии за качество.

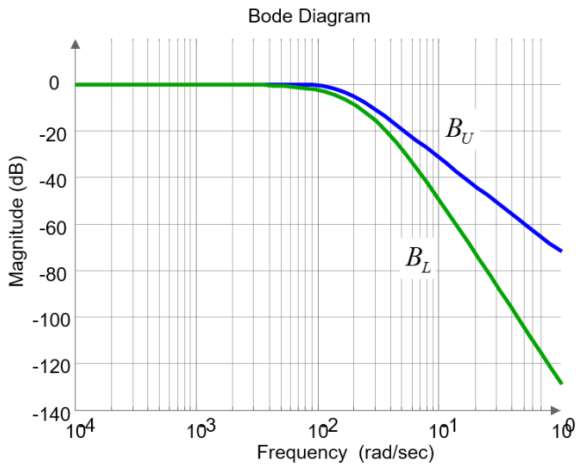
Необходимо условие е разликата δ_R, (3) между модулите на затворените системи, $B_U = 20\log|T_U(j\omega)|$ и $B_L = 20\log|T_L(j\omega)|$ в честотната област да се увеличава с нарастването на честотата, за да могат да бъдат обхванати високочестотните смущения, шумове от измервателен характер (3), фиг.3.

$$\delta_R(j\omega_i) = 20\log|T_U(j\omega_i)| - 20\log|T_L(j\omega_i)| \tag{3}$$

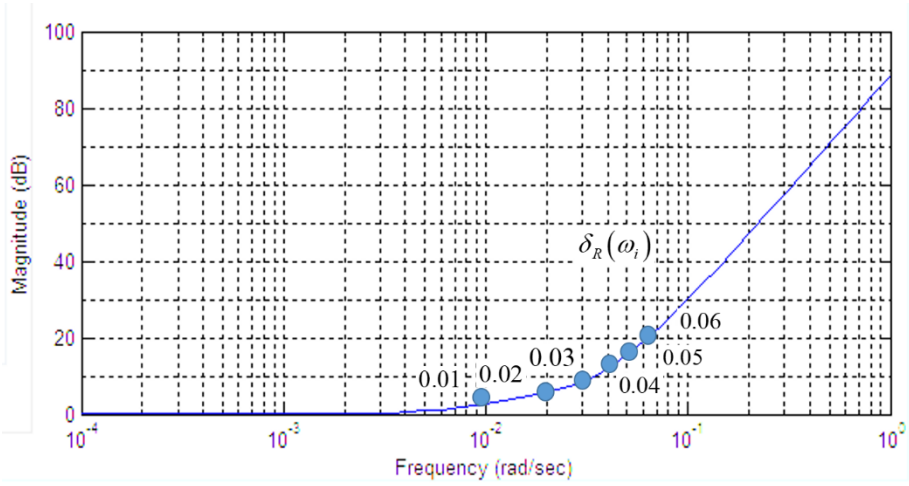
На фиг.2 и фиг.3 е показана желаната зона на качество във времевата и честотната област, обособена от T_U и T_L, респективно от B_U и B_L.



Фиг.2.



Фиг.3.



Фиг.4.

$$T_U(s) = \frac{0.0002657}{s^2 + 0.02282s + 0.0002657} \tag{4}$$

$$T_L(s) = \frac{1}{2.56e006s^4 + 256000s^3 + 9600s^2 + 160s + 1} \tag{5}$$

Важна част от проектирането на регулатор е определянето на вектор от съществени честоти. Обикновено тези честоти се избират около срязващата честота на номиналния обект, (6). Средночестотният диапазон е свързан с динамиката на системите за управление, тук се проявяват показателите на качество, нискочестотния диапазон се свързва с точността, а високочестотния с шумозащитеността.

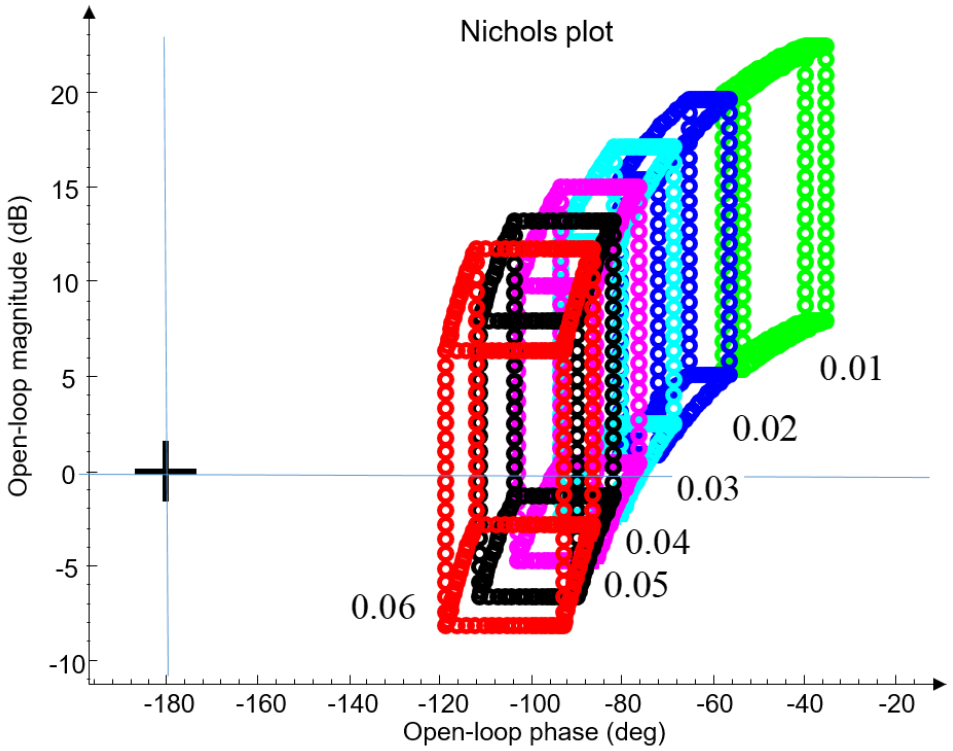
$$\omega \in [0.01, 0.02, 0.03, 0.04, 0.05, 0.06] \tag{6}$$

5. СИНТЕЗ НА КТОВ АЛГОРИТЪМ [1-6]

Проектирането на регулатор чрез КТОВ изисква изпълнението на поредица от стъпки, свързани с моделиране на неопределеността в обекта, задаване на желано качество на управляваната величина, определяне на области в честотната област, които ще гарантират че проектираният регулатор ще поддържа предявения критерии на качество.

5.1. ПОЛУЧАВАНЕ НА ЗОНИ С НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

От теоретична гледна точка параметрите на обекта за управление могат да бъдат представени чрез диапазон на интервална неопределеност Q. В общия случай Q представлява n- мерен правоъгълник $Q=\left\{q \mid q_i \in \left[q_i^- \; q_i^+\right],\ i=1,2...n\right\}$, където q_i са реални, интервални параметри, а q_i^- и q_i^+ показват априори известните, съответно долна и горна, граница на неопределеност. Диапазонът на интервална неопределеност Q има своето съответствие и изобразяване и в честотната област, под формата на зони на неопределеност, фиг.5.
Зоните с неопределеност представляват участъци от семействата честотни характеристики, получени вследствие комбинация от промяната в параметрите.



Фиг.5.

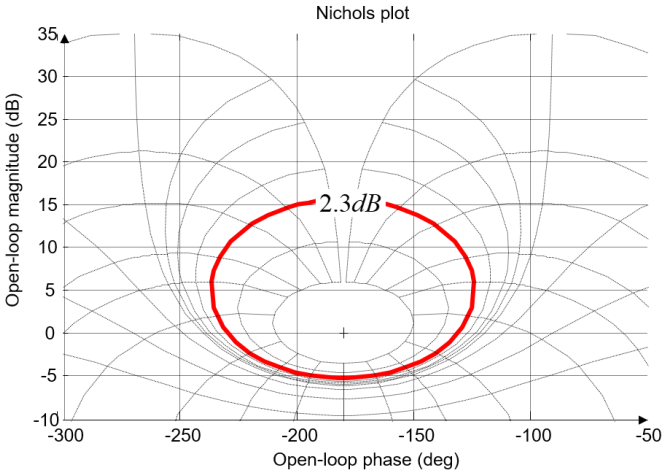
На фиг.5 са показани зоните с неопределеност на модела на обекта за вектора от съществени честоти (6). Вижда, се че формата на диапазона Q се запазва, с увеличаване на честотата зоните с неопределеност се разширяват.

5.2. ФОРМИРАНЕ НА U- КОНТУР, РОБАСТНИ ГРАНИЦИ И ОПТИМАЛНИ ГРАНИЦИ

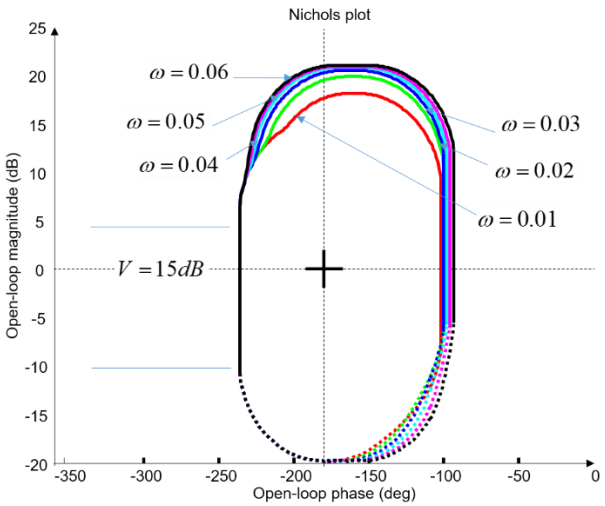
U-контурът представлява зона в равнината на Николс, която не трябва да бъде нарушавана. Той се явява честотното изражение на максимално допустимото пререгулиране и задава отдалечеността на новата система от точката на устойчивост. Овалът на забранената зона, може да се формира от аналитичната връзка на максималния модул на функцията на допълнителна чувствителност M_T с пререгулирането σ,т.е $\sigma,\% \approx 45M_T - 40$, [8]. Избира се $M_T = 2.3dB$ фиг.1. Останалата част на U-контура се означава със символа V и се определя от условието (7)

$$V, dB = \lim_{\omega\to\infty}\left(20\log\left|W\left(j\omega, q_i^+\right)\right| - 20\log\left|W\left(j\omega, q_i^-\right)\right|\right) = 24.0824 - 9.5424 \approx 15 \qquad (7)$$

Фиг.6 визуализира идеалния U-контур, съвпада с изомодулната крива за $M_T = 2.3dB$, фиг. Б, U-контур, изчертан за набора от честоти (6) и изпълнение на $M_T = \max_{\omega}\left|T\left(j\omega_i, q_i\right)\right| \le 1.2\left(\omega_i\right).$



Фиг.6.

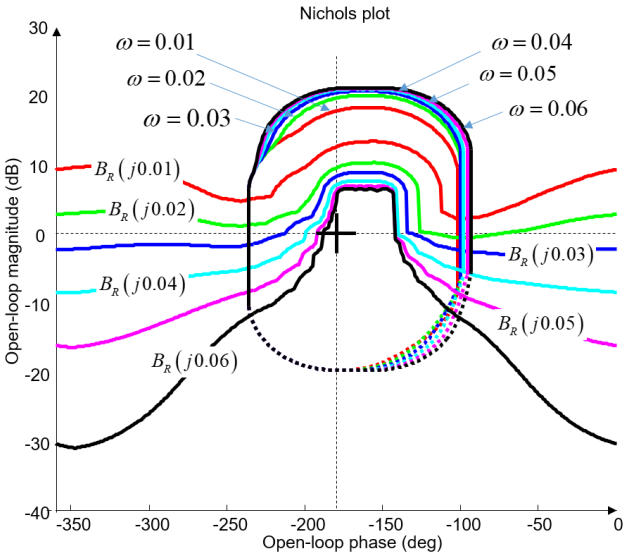


Фиг.7.

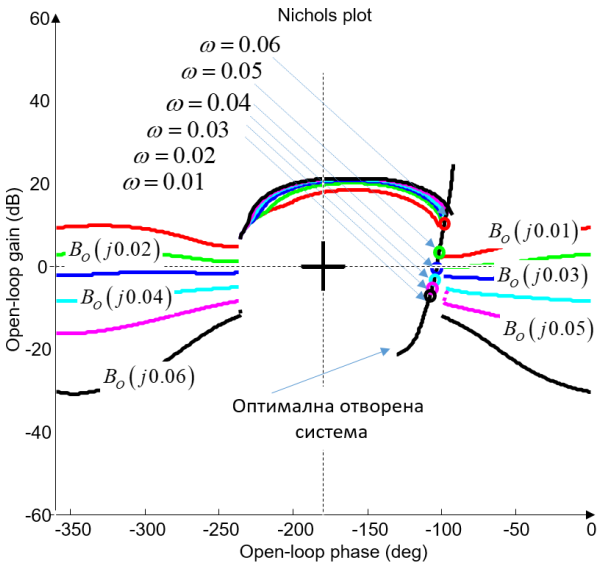
Получаването на забранена зона U-контур, която не трябва да бъде пресичана от честотните характеристики на новата система при наличие на неопределеност ще гарантира робастна устойчивост на изследваната система. Необходимо е въвеждането на втора степен на свобода, която да гарантира робастно качество.

Зоните с неопределеност, заедно с параметъра δ_R, позволяват получаването на робастни граници, които участват при синтеза на регулатор. За избрания вектор от честоти се построяват шест робастни граници. Зоните с неопределеност се транслират от проектанта, вертикално и хоризонтално, докато разликата в най-високата и противо-положната точка от зоната, отговаряща на изомодулните криви, достигне разликата δ_R за съответната честота. Това наместване на зоните с неопределеност се извършва за основни информативни стойности на аргумента на отворената система.

Завършените робастни граници са показани на фиг.8



Фиг.8.



Фиг.9.

Получените робастни граници $B_R(j\omega_i)$ отразяват неопределеността в параметрите на обекта и участват в синтеза на регулатор на базата на номиналната система. Границите определят области, над които трябва да са разположени честотите на все още неизвестната отворена система.

Съвкупността от U-контурите, фиг.7, получени за шестте честоти от избрания вектор, както и робастните граници от фиг.8, са необходими за получаването на оптимални робастни граници $B_O(j\omega_i)$, фиг.9. За всяка характерна честота се използва стратегия, която се основава на сравняване на всяка една робастна граница $B_R(j\omega_i)$ и U-контур за една и съща честота, като се избира тази част, която е разположена най-отгоре. Получените граници са оптимални, фиг.9.

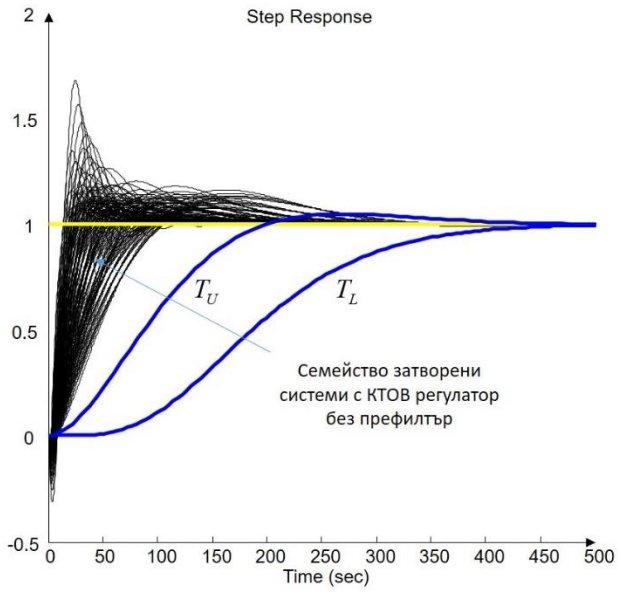
5.3. ПОЛУЧАВАНЕ НА ОПТИМАЛНА ОТВОРЕНА СИСТЕМА

Оптималната отворена система се получава на база оптимални граници и номинален обект за управление. Проектирането на регулатор, респективно на оптимална отворена система, е свързано с подбор на подходяща предавателна функция на регулатора. Така подбраната динамика ще доведе до резултантна отворена система, чиято честотна характеристика няма да навлиза в забранителната зона и всяка една нейна честота, съвпадаща с вектора от съществени честоти ще е разположена над или върху съответната оптимална граница $B_o(j\omega_i)$, фиг.9

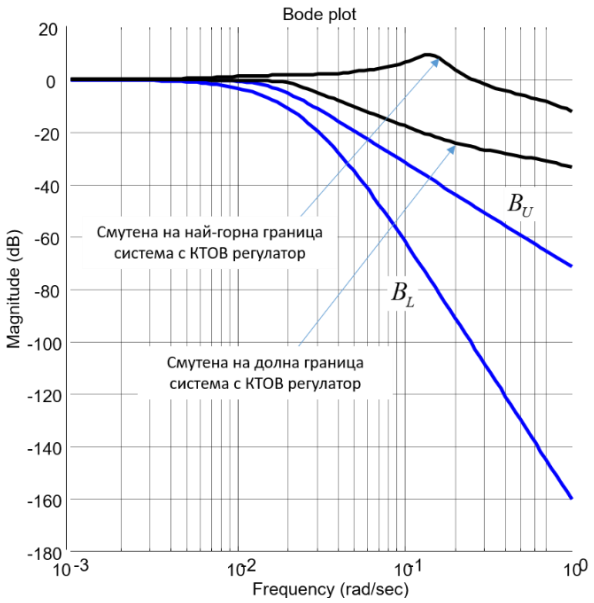
Предавателната функция на регулатора се дава с (8).

$$W_R(s)=\frac{8.7049\ (s+0.2048)(s+0.2)(s+0.01831)}{s(s+3.325)(s+1.797)(s+1)(s+0.09899)} \qquad (8)$$

При избора на предавателната функция (8) на регулатора е добавен интегратор, който ще осигури нулева грешка в установен режим. Наличието на интегратор в описанието на системата ще доведе и до намаляване на чувствителността, т.е промяната в параметрите на обекта ще намали своето влияние. Това се вижда от фиг.10 и от фиг.11. Системата е още далече от желаното качество, но е на лице устойчивост.

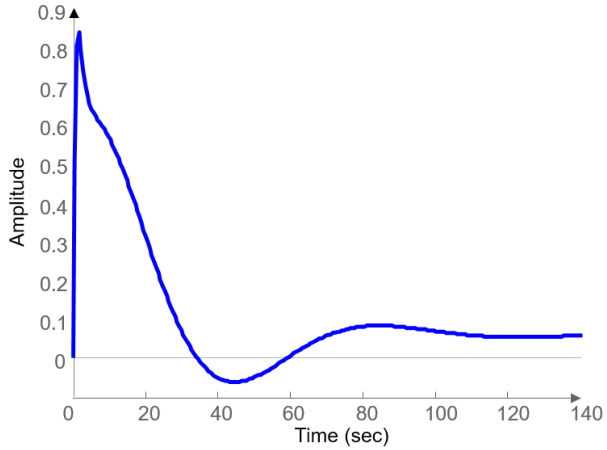


Фиг.10.

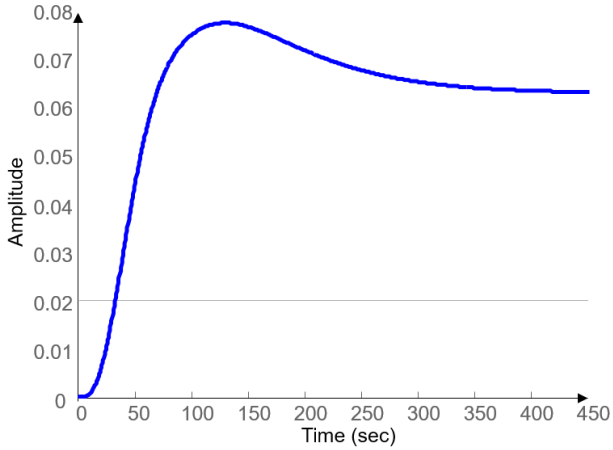


Фиг.11.

Значително се разширява честотната лента на системата, подобрява се бързодействието, но е възможно да се получат и нежелани ефекти. Другата цел на регулатора, проектиран по КТОВ е да разшири честотната лента на системата, да подобри бързодействието на системата, за да може префилтърът да функционира правилно. Управляващият сигнал към смутения на най-горна граница обект е показан на фиг.12



Фиг.12.



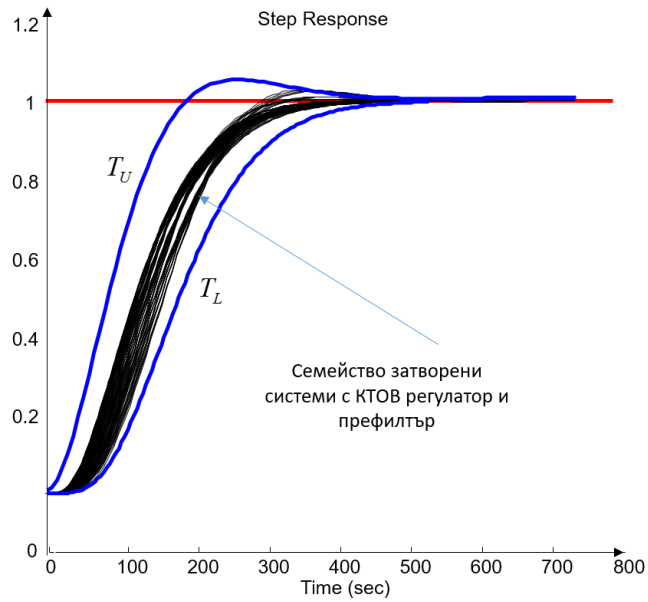
Фиг.13.

5.4. ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРЕФИЛТЪР

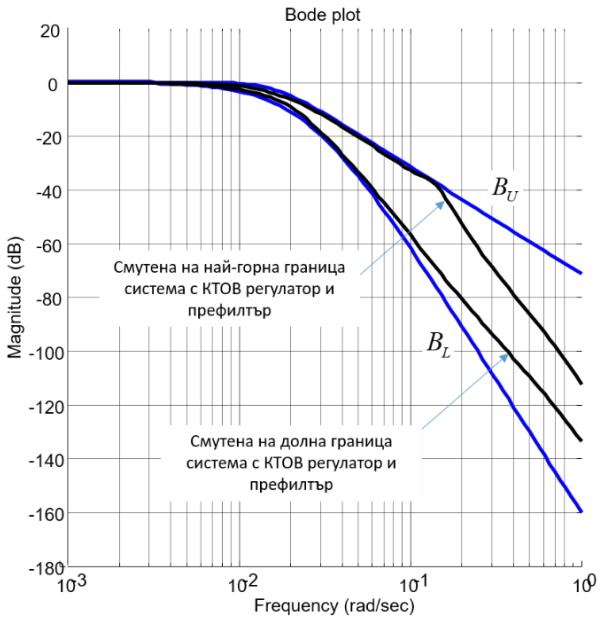
Последната стъпка от КТОВ алгоритъма е проектирането на префилтър. Тази втора степен на свобода осигурява попадане на множеството затворени системи в желаната зона на качество. Префилтърът има предавателна функция (9)

$$F(s)=\frac{1.2486\text{e-}005(s+0.3932)}{(s+0.6396)^2(s+0.01847)^2(s+0.03519)} \qquad (9)$$

В честотната област действието на префилтъра се свързва с попадане на модулите на затворените системи в желаната зона на качество, обусловена от B_U и B_L, фиг.14 и фиг.15



Фиг.14.



Фиг.15.

Управляващият сигнал с префилтър към смутения на най-горна граница обект е показан на фиг.13

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

КТОВ алгоритъмът гарантира качество на управление в целия работен диапазон на обекта за управление, тъй като семействата честотни и времеви характеристики на затворената система в динамично отношение добиват динамичните свойства на номиналната система за управление. КТОВ алгоритъмът успешно може да се прилага при обекти, които се характеризират със значителна промяна в параметрите на модела си. В статията е проектиран регулатор, който използва КТОВ с цел в бъдещи изследваният алгоритъмът да бъде експериментално използван за управление на индустриален обект, описан в [9].

ЛИТЕРАТУРА

[1] Borghesani C., Y. Chait, O. Yaniv, The QFT Frequency Domain Control Design Toolbox, User's Guide, 3rd ed, Terasoft, Inc., 2003.

[2] Garcia-Sanz M., Quantitative Robust Control Engineering: Theory and Applications. In Achieving Successful Robust Integrated Control System Designs for 21st Century Military Applications – Part II. Educational Notes RTO-EN-SCI-166, pp. 11-44, 2006.

[3] Garcia-Sanz, M., C. Houpis, Wind Energy Systems, Control Engineering Design, CRC Press, 2012.

[4] Houpis C., S. Rasmussen, Quantitative Feedback Theory, Marcel Dekker Inc., 1999.

[5] Jadhav V. K, Kadu C. B, Parvat B. J., Robust Controller Design using Quantitative Feedback Theory (QFT), International Journal of Computer Applications (0975 – 888), Volume 47– No.7, June 2012.

[6] Srinivasan R., Babu Dr. T, Design of Robust Controller for Uncertain System, International Journal of Computer Trends and Technology (IJCTT) – Volume 36 Number 1 - June 2016.

[7] Николов Е., Приложни методи за управление на технологични процеси, част I, ТУ-София, 1999.

[8] Бесекерский В. А, Е. П. Попов, Теория систем автоматического регулирования, М., Наука 1972.

[9] Йорданова Сн., и др. Интелигентни системи за управление: ръководство за лабораторни упражнения, ТУ-София, 2014.

[10] Николова Н., Робастно репетитивно управление на системи с априорна неопределеност, монография, ТУ-София, 2019.

Автори: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, доц. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vaks@tu-sofia.bg*; **Десислава Руменова Стоицева-Деличева**, гл. ас. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *stoitseva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Нина Николова

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

МОДЕЛИРАНЕ НА СКОРОСТ НА МИКРОБИАЛЕН РАСТЕЖ ЧРЕЗ СБОР ОТ СУБПОПУЛАЦИИ С ИНДИВИДУАЛНА КИНЕТИКА НА РАСТЕЖ ОТ НУЛЕВ ПОРЯДЪК

Борис Киров, Весела Карлова-Сергиева, Васил Гълъбов

Резюме: *Моделирането на микробиалния растеж е от основополагащо значение за оптимизацията, контрола и автоматизацията на биопроцесните системи. В този труд ние представяме прост модел на микробиалния растеж базиран на субпопулации с индивидуална кинетика на растеж от нулев порядък, с който успешно симулираме кинетика с класическа сигмоидална форма, без употребата на адаптираща се във времето специфична скорост на ръста. Освен резултатите от типични симулации предлагаме и няколко вероятни обяснения за произхода на субпопулациите, както и възможностите за бъдещо развитие на модела до приложимост в индустриални условия.*
Ключови думи: *микробиален растеж, субпопулации, кинетика от нулев порядък, биопроцесни системи.*

MICROBIAL GROWTH RATE MODELLING THROUGH SUM OF SUBPOPULATIONS WITH ZEROTH-ORDER INDIVIDUAL GROWTH KINETICS

Boris Kirov, Vessela Karlova-Sergieva, Vasil Galabov

Abstract: *Microbial growth modeling has fundamental importance for the optimization, regulation and automation of bioprocess systems. In this work we present a simple microbial growth model based on subpopulations which exhibit a zeroth-order individual growth kinetics, which we adopted to successfully model classic sigmoid curve without the utilization of time-adapting specific growth rate. In addition to some typical simulation results, we propose some of the probable explanations for the subpopulations origins, as well as the possibilities for future development of the described model aiming for industrial application.*
Keywords: *microbial growth, subpopulations, zeroth-order kinetics, bioprocess systems.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Моделирането на микробиалния растеж е от основополагащо значение за оптимизацията, контрола и автоматизацията на биопроцесните системи [1]. Без адекватен механистичен и/или статистически модел не могат да бъдат индивидуали-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

зирани параметрите, които влияят на процесите, а оттам не могат да бъдат осигурени проектирането и разработката на инструменталното оформяне на биореакторите, както и, разбира се, системите за управление на биопроцесите като цяло [2].

Въпреки безспорната важност на наличието на общоприет математически модел, набор от проблеми пречат не само на еднозначното възприемане на окончателна математическа формулировка, но и на теоретично разбиране за процеса на развитие на популацията на продуцента. Част от тези проблеми са свързани със стохастичността на процесите на едноклетъчно ниво [3], произтичаща от ниския брой на молекулите взимащи участие в процесите на генетична експресия и метаболитно разграждане на различни вещества, както и от слабия характер на взаимодействията между тези молекули (основно водородни и други слаби връзки). Допълнителна неяснота в измерването на наблюдаваните свойства на биокатализаторите се дължи на ефектите на макромолекулното „затълпяване“ или пространственото пречене на ограничената активна повърхност на различни макромолекулни структури в и извън клетката [4]. На последно, но не и по значение място е липсата на методика за пряко измерване на редица величини, измежду които и самото количество на биомасата, което в настоящата разработка е направен опит да бъде моделирано.

В тази неясна обстановка, от своето изобретяване до сега, господства моделът на Жакоб и Моно [5], който е директна заемка от модела на ензимната кинетика на Михаелис-Ментен [6]. Последният обаче е валиден само при предпоставката за обратимост на реакцията на образуване на ензим-субстратния комплекс [7]. И ако тази възможност е напълно реална на ниво молекулни взаимодействия, то на ниво клетки би следвало да се приеме, че има обратимост на поглъщането на хранителни вещества, което е не само нелогично, но за този феномен не е наблюдаван и необходимият транспортен апарат. Освен гореизложеното, съществуват и натрупващи се доказателства за случайно „превключване“ на метаболизма на единичните клетки [8] свързано с вероятна липса на възможност за адаптация във времето към различни сусбтрати, което е в пряко противоречие с обяснението на модела на Жакоб-Моно именно като плавна адаптация към свойствата на субстрата.

Всичко това изисква да бъде разработен нов теоретичен и аналитичен апарат за моделиране на микробиалния растеж, който да взема предвид експерименталните факти и последните новости в теоретичното разбиране за биологията на единичните клетки.

2. МОДЕЛИРАНЕ НА КИНЕТИКАТА

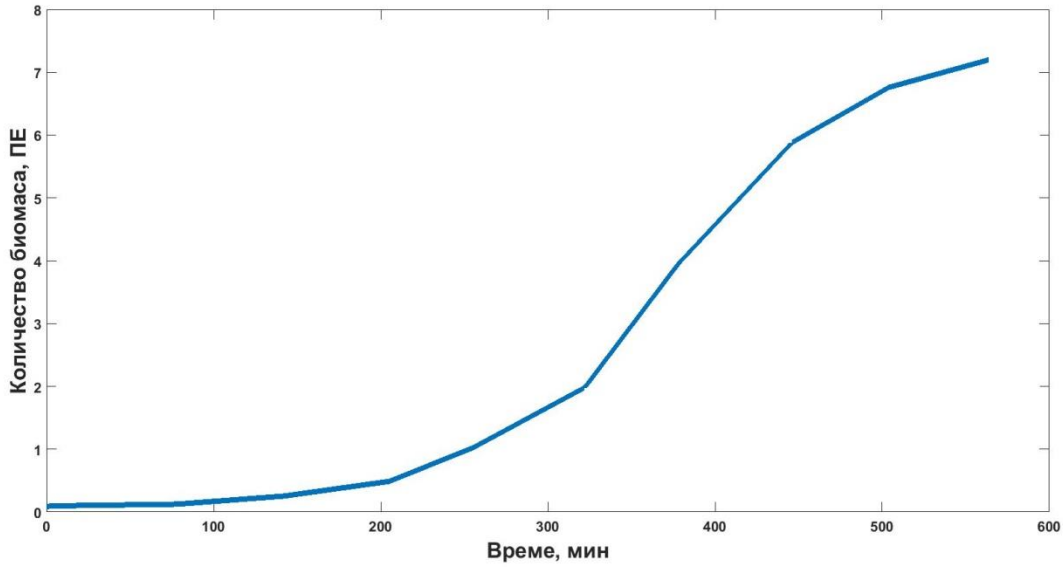
В този труд ние представяме прост модел на микробиалния растеж базиран на субпопулации с индивидуална кинетика на растеж от нулев порядък. Този модел позволява успешно да бъде симулирана кинетика с класическа сигмоидална форма, като избягва употребата на адаптираща се във времето специфична скорост на ръста.

Процесите с кинетика от нулев порядък са най-простите такива срещани в биохимичните явления и се моделират, както следва: първата производна по вре-

мето на концентрацията (или количеството) на даден агент е равна на константа (1), където X е веществото, чието количество се моделира, а k е константа:

$$\frac{dX}{dt} = k \quad (1)$$

Очевидно е, че система, която се описва с горното уравнение графично ще бъде представена с права, което рязко се отличава от типичната сигмоидална форма на кривата на кинетиката на микробиалния ръст (фиг.1).



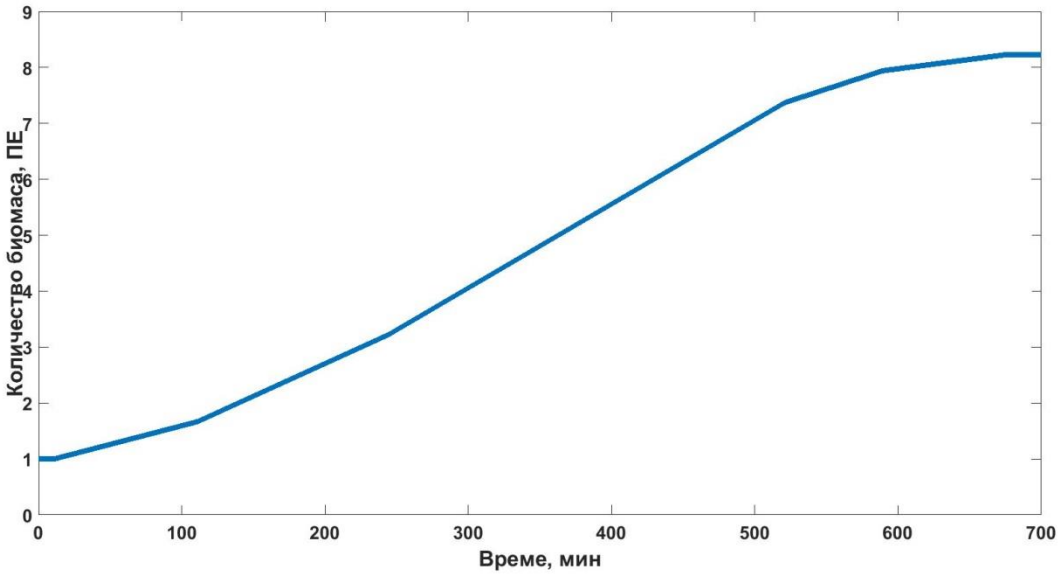
Фиг.1. *Типична растежна крива на микробиална популация. Ясно се вижда сигмоидалната форма на кривата.*

В изследвания [9] свързани с кинетиката на разграждане на пептидите маркирани със специфични прицелни последователности вече бе демонстрирано, че сборът от множество от процеси, които се характеризират с кинетика от нулев порядък със слабо отличаващи се скоростни константи проявява характеристики на единствен процес с кинетика тип „Михаелис-Ментен“.

Опирайки се на горното, ние създадохме модел на микробиална популация, която се състои от 3 субпопулации, размножаващи се с кинетика от нулев порядък. Накратко, първата субпопулация (X_1) се размножава със скорост k_1 и консумира субстрат (S_1) със същата скорост. Цялата новообразувана биомаса от този процес представлява втората субпопулация (X_2), която се размножава с друга константна скорост k_2 и консумира със същата скорост втори тип субстрат (S_2). Аналогично, продуктът от размножаването на X_2 е третата субпопулация (X_3), която се размножава с друга константна скорост k_3 и консумира със същата скорост трети тип субстрат (S_3).

3. РЕЗУЛТАТИ И ОБСЪЖДАНЕ

Подходът за моделиране на микробиалната растежна крива посредством субпопулации с кинетика с нулев порядък несъмнено дава резултати, но възприетите предпоставки следва да бъдат обосновани теоретично. Както е видно, общата кинетика на размножаване на така описаната сложна популация на вид силно наподобява сигмоидална крива (фиг.2).



Фиг.2. *Симулационна крива за модела на микробиален ръст основан на субпопулации размножаващи се с кинетика от нулев порядък. Ясно се вижда сигмоидалната форма на кривата.*

На първо място, биохимичните процеси характеризиращи се с кинетика от нулев порядък се наблюдават при ограничен и фиксиран брой на катализиращите центрове [9]. По този начин, независимо от количеството на субстрата, кинетиката зависи еднозначно от количеството на катализатора и наблюдаваната обща скорост на процеса е равна на сбора от индивидуалните скорости на всеки отделен катализатор.

В случая с кинетиката на микробиалното размножаване катализиращите центрове представляват ензимите, които способстват усвояването на определен тип хранителни вещества от хранителната среда. Известно е, че времето за синтез и активиране на нови ензими далеч надхвърля продължителността на живота (времето за делене) на единична микробиална клетка [10]. Пряко следствие от този факт е именно задържането на броя на активните ензимни молекули в дадена микробиална популация на постоянно ниво („завареното положение“) за относително дълъг период от време, което ограничава отгоре скоростта на усвояване на субстрата и води именно до кинетика на растежните процеси от нулев порядък.

В нашия модел всички новообразувани клетки (синтезираната биомаса) се причисляват към нова субпопулация, която е способна да усвоява друг вид субстрат, т.е. имат в цитоплазмата си други типове ензими, които, обаче, отново са в недостатъчно количество и водят до усвояването на новия вид субстрат отново с кинетика от нулев порядък.

Разбира се, дали ензимните молекули от „стария“ тип остават основно в една от дъщерните клетки, а новопроизведените ензими от „нов“ тип се разпределят в другата дъщерна клетка е въпрос на бъдещи изследвания. Логично е да се предположи, че това не е така и че всички ензими налични в майчината клетка преди деленето се разпределят относително равномерно между двете дъщерни клетки.

Независимо каква точно е физиологичната ситуация, това по никакъв начин не би променило модела на общата кинетика на цялостната микробиална популация. Едно възможно последващо развитие на този тип моделиране е последното да бъде мащабирано до молекулно ниво, като по този начин ще бъде избегнат въпроса за разпределението на ензимните молекули между индивидуалните клетки и ще се разглежда само ензимния капацитет на микробиалната популация като цяло.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В този труд се представя несложен модел на микробиалния растеж базиран на субпопулации с индивидуална кинетика на растеж от нулев порядък, с който успешно симулираме кинетика с класическа сигмоидална форма, без употребата на адаптираща се във времето специфична скорост на ръста. Освен резултатите от типични симулации, се предлагат и няколко вероятни обяснения за произхода на субпопулациите, както и възможностите за бъдещо развитие на модела до приложимост в индустриални условия.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Joachim Almquista, Marija Cvijovic, Vassily Hatzimanikatis, Jens Nielsen, Mats Jirstrand (2014), **Kinetic models in industrial biotechnology – Improving cell factory performance,** Metabolic Engineering 24 (2014) 38-60.

[2] Tyo, K.E.J., Kocharin, K., Nielsen, J., (2010), **Toward design-based engineering of industrial microbes,** Curr. Opin. Microbiol. 13, 255-262, http://dx.doi.org/10.1016/j.mib.2010.02.001.

[3] Bandiera L, Furini S, Giordano E. (2016), **Phenotypic Variability in Synthetic Biology Applications: Dealing with Noise in Microbial Gene Expression**, Front Microbiol. 2016 Apr 8;7:479. doi: 10.3389/fmicb.2016.00479. eCollection 2016.

[4] Fonin AV, Darling AL, Kuznetsova IM, Turoverov KK, Uversky VN (2018), **Intrinsically disordered proteins in crowded milieu: when chaos prevails within the cellular gumbo,** Cell Mol Life Sci. 2018 Nov;75(21):3907-3929. doi: 10.1007/s00018-018-2894-9. Epub 2018 Jul 31.

[5] Jacob F, Monod J (1964), **Biochemical and genetic mechanisms of regulation in the bacterial cell,** Bull Soc Chim Biol (Paris). 1964; 46:1499-532.

[6] Andersen M *et al.* (2018), **Michaelis-Menten equation for degradation of insoluble substrate**, Math Biosci. (2018).

[7] Schnell S *et al*. (2014), **Validity of the Michaelis-Menten equation--steady-state or reactant stationary assumption: that is the question**, FEBS J. (2014).

[8] Kotte O, Volkmer B, Radzikowski JL, Heinemann M (2014), **Phenotypic bistability in Escherichia coli's central carbon metabolism,** Mol Syst Biol. 2014 Jul 1;10:736. doi: 10.15252/msb.20135022.

[9] Wong WW, Tsai TY, Liao JC (2007), **Single-cell zeroth-order protein degradation enhances the robustness of synthetic oscillator**, Mol Syst Biol. 2007;3:130. Epub 2007 Jul 31.

[10] Aymoz D, Wosika V, Durandau E, Pelet S (2016), **Real-time quantification of protein expression at the single-cell level via dynamic protein synthesis translocation reporters,** Nat Commun. 2016 Apr 21;7:11304. doi: 10.1038/ncomms11304.

Автори: Борис Киров, гл. ас. д-р, катедра Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *Boris.Kirov@tu-sofia.bg ;* **Весела Карлова-Сергиева**, доц. д-р, катедра Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vkarlova@gmail.com* ; **Васил Гълъбов**, доц. д-р катедра Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vtg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Станислав Енев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД “ОБЪРНАТО МАХАЛО”

Александър Маринчев

Резюме: *Обърнатото махало представлява модел на редица обекти срещани в бита и индустрията. Характерно за него е неустойчивостта. За да се приведе в устойчиво състояние е необходимо непрекъснато подаване на управляващи въздействия към него. Разглежда се лабораторен макет на който може да се изпробват различни управляващи алгоритми. Целта на настоящата работа е да се синтезира относително прост алгоритъм който успешно стабилизира обърнатото махало.*
Ключови думи: *неустойчиви системи, обърнато махало, ПИД регулатор*

CONTROL OF LABORATORY BENCH “INVERTED PENDULUM”

Aleksandar Marinchev

Abstract: *The inverted pendulum is a model of a number of objects in the household and industry. It is characterized by instability. In order to bring it into a steady state it is necessary to continuously deliver controlling effort to it. Here is examined a laboratory model where different control algorithms can be tested. The purpose of this work is to synthesize a relatively simple algorithm that successfully stabilizes the inverted pendulum.*
Keywords: *unstable systems, inverted pendulum, PID control*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Обърнатото махало представлява махало, на което центърът на тежестта се намира по-високо от точката на окачане на махалото. За разлика от висящото махало, което е устойчиво защото центъра на тежестта му се намира под точката на окачване, обърнатото махало е неустойчива система и за да стои стабилно в изправено положение е необходимо непрекъснатото прилагане на управляващи въздействия върху него. За разглеждания конкретен случай управляващите въздействия се прилагат, като се премества точката на окачане на махалото в зависимост от ъгъла на наклон на пръта. Обърнатото махало е класически проблем в механиката и в теорията на управлението, поради което е често използвано за тестване на различни методи и алгоритми за управление.
Обърнатото махало представлява модел на редица практически системи за управление например насочването и поддържането на посоката на ракета **[1]**, динамиката на някои роботи, както и на множество едноколесни и двуколесни транспортни средства.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

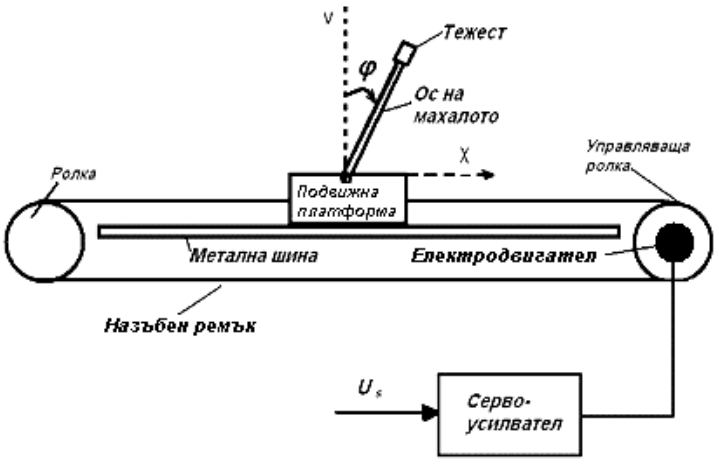
Целта на настоящата работа е да се разработи система за управление на лабораторен макет представляващ обърнато махало, като се използват максимално опростени алгоритми за управление. Алгоритъма за управление е необходимо да бъде лесен за имплементация и настройка за да могат да се използват широко разпространени индустриални управляващи устройства като програмируемите логически контролери. Освен това управляващите алгоритми трябва да може да се прилагат свободно и от студентите по време на учебния процес с лабораторния стенд.

Задачите, които са изпълнени за постигането на целта, са:

- описание на лабораторния стенд „обърнато махало“;
- настройка на техническите средства за измерване и управление;
- разработване на алгоритъм за управление;
- настройка на параметрите на алгоритъма за управление с цел постигане на устойчивост на системата.

3. ОПИСАНИЕ НА СТЕНДА

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



Фиг.1.

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

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

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

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

Математическият модел на системата „обърнато махало“ се определя със следните уравнения:

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

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

където:

J – инерционен момент;

M – маса на подвижната платформа;

M_p – маса на махалото;

l_p – дължина на пръта на махалото;

x – позиция на подвижната платформа;

φ – ъгъл на пръта на махалото;

μ_p – коефициент на триене в лагерите на пръчката на махалото;

μ_w – коефициент на триене на подвижната платформа;

F – движещата сила, приложена на подвижната платформа.

Системата „обърнато махало“ е нелинейна, поради наличието на триене и освен това е неустойчива по отношение на ъгъла на махалото.

Параметрите на конкретния стенд са дадени в табл.1.

Табл. 1

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

Посредством лабораторния стенд „обърнато махало“ може да се изследват и управляват два вида системи - позициониране на подвижна платформа **[5]** и обърнато махало **[3]**.

4. ОПИСАНИЕ НА СРЕДСТВАТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Управлението на стенда „обърнато махало“ се осъществява посредством програмируем логически контролер Siemens S7-1200 CPU1214C DC/DC/DC с разширителен модул с аналогов изход **[6]**. Избраният контролер е масово разпространен в индустрията и се характеризира с висока надеждност, ниска цена и добри изчислителни възможности. Контролера S7-1200 CPU1214C DC/DC/DC разполага с два аналогови входа които са достатъчни за измерването на позицията на платформата за окачване на махалото и ъгъла на наклон на махалото. Управля-

ващите въздействия се подават посредством аналогов изход, какъвто контролера няма, поради което е включен допълнителен модул с един аналогов изход тип SB 1232 позволяващ подаване на изходни напрежения между -10V и +10V с 12 битова разделителна способност.

Аналоговите входове на контролера могат да измерват напрежения между 0 и 10V с 10 битова разделителна способност, което за целите на управлението е напълно достатъчно. В стандартната си конфигурация в лабораторния стенд „обърнато махало“ позицията и ъгъла се преобразуват в напрежение със стойности между -10V и +10V поради което е направена модификация която преобразува напрежението до стойности допустими от аналоговите входове на контролера. Поради допълнителното преобразуване на измерваните величини е извършена калибрация на измерването и са определени функции на преобразуване както следва:

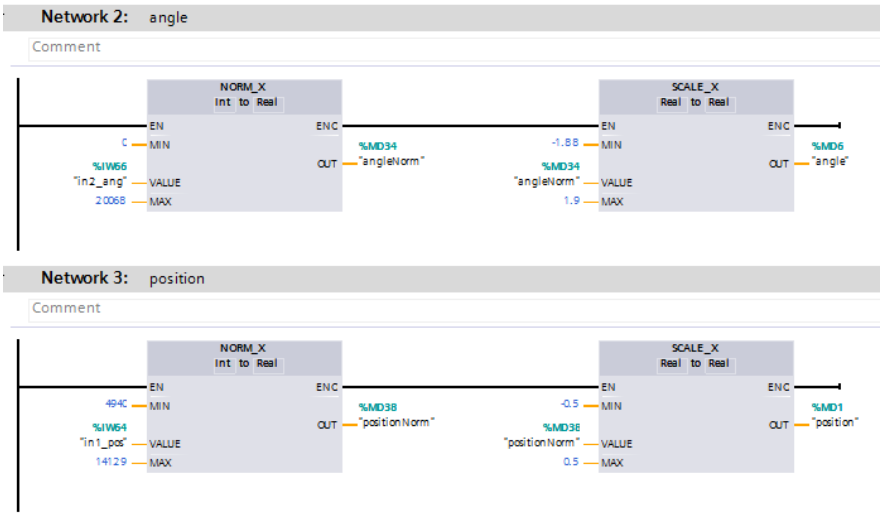
- позиция (-0.50 m до +0.50 m):

$$y = 1.0883 \times 10^{-4} x - 1.0376 \tag{3}$$

- ъгъл (-1.9 rad до +1.9 rad):

$$y = 1.88 \times 10^{-4} x - 1.88 \tag{4}$$

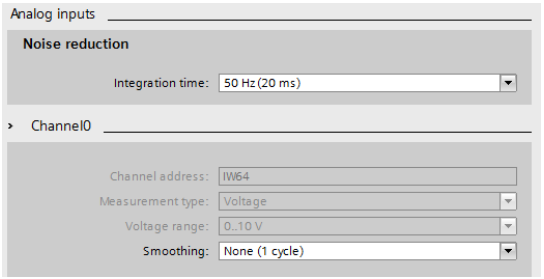
Функциите на преобразуване са имплементирани в контролера по следния начин (фиг.2):



Фиг.2.

Скоростта на измерване на аналоговите входове е от съществено значение за избора на такт на дискретизация на управляващия алгоритъм. Изборът на такт на дискретизация по-малък от времето за извършване на едно измерване от аналоговите входове е безсмислено защото ще се получи в два или повече такта изчисленията да са с една и съща измерена стойност. От друга страна процесите които протичат в обекта за управление са много бързи и е необходимо избор на максимално малък такт на дискретизация. Поради тези причини филтрирането на измерванията е изключено (въпреки, че по този начин се повишава влияни-

ето на измервателния шум) и е избран такт на дискретизация равен на времето за преобразуване на АЦП-то на аналоговия вход (фиг. 3).

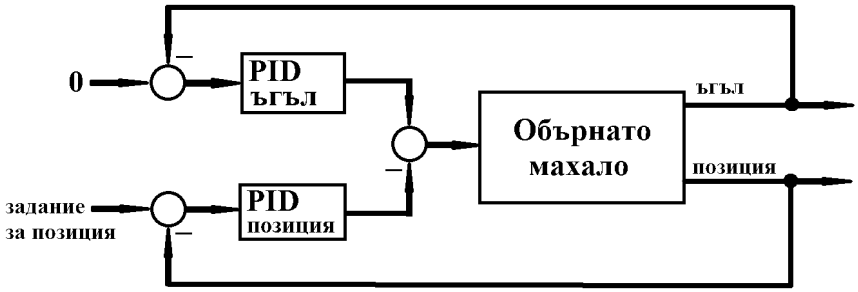


Фиг.3.

Настройката на аналоговите входове е измерване за 20 ms и без изглаждане.

5. ПРОГРАМИРАНЕ НА УПРАВЛЯВАЩИ АЛГОРИТМИ

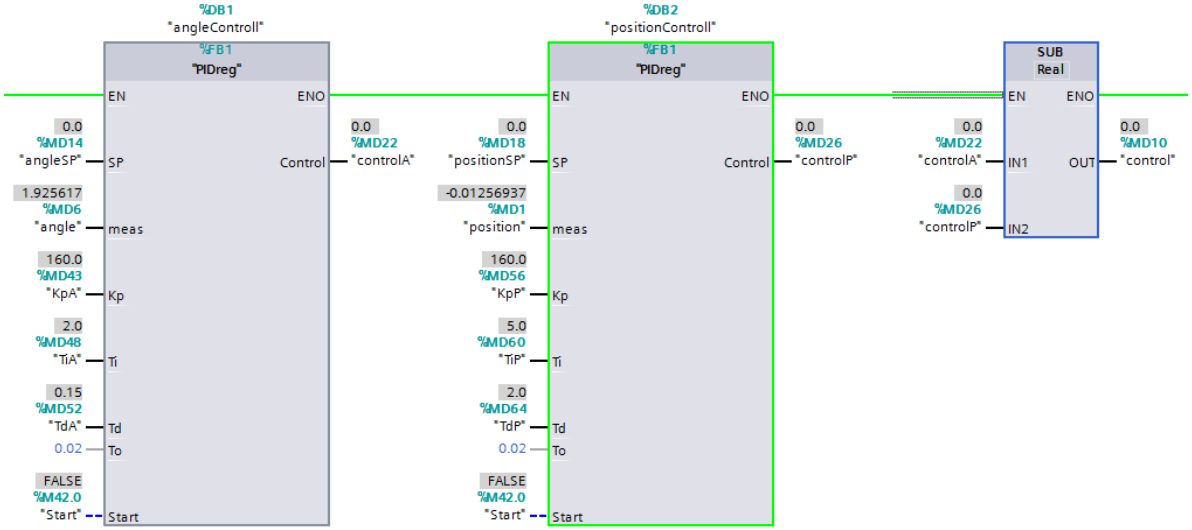
Основната трудност при управлението на обърнатото махало е, че е необходимо да се регулират едновременно две величини – позиция и ъгъл, но има само едно управляващо въздействие – движеща сила към платформата за закрепване на махалото. Ако се настрои регулатор само за ъгъла, така че да поддържа махалото изправено вертикално на горе тогава позицията на платформата ще започне да се изменя произволно и евентуално в един момент ще достигне до някой от краищата на стенда, където ще спре принудително. Поради тази причина се използват различни методи и алгоритми за управление, с различна сложност и изисквания към точността на математическия модел на обърнатото махало. Един от най-простите алгоритми които могат да се използват за обърнатото махало е ПИД, като е необходимо да се настроят два ПИД-регулатора – за ъгъла и за позицията. Структурната схема на системата за управление е показана на фиг.4.



Фиг.4.

Заданието за ъгъл е фиксирано със стойност 0, защото това съответства на положение вертикално нагоре, ПИД-регулатора за ъгъл формира основното управляващо въздействие за поддържането на този ъгъл. За да не се получава произволно местене на платформата на която е окачено махалото е необходимо управляващото въздействие на регулатора на ъгъл да се коригира, за тази цел се използва ПИД-регулатора за позиция. Заданието на позиция може да е каквото и да е в рамките на размерите на лабораторния стенд които са условно означени като -0.5m до +0.5m, управляващото въздействие на този регулатор се явява промяна на основното управляващо въздействие формирано от регулатора на ъгъл.

Програмната реализация е направена на Ladder-диаграма в TIA Portal по следния начин:



Фиг.5.

Показаните на фиг.5 функционални блокове представляват ПИД регулатори и се извикват през фиксиран интервал от 20 ms, което е избрания такт на дискретизация. Извикването на ПИД-блоковете става в блок за циклично прекъсване.

6. НАСТРОЙКА И ЕКСПЕРИМЕНТИ

Двата ПИД-регулатора са настроени по следния начин: първо се настройва регулатора на ъгъл, така че да се получи устойчивост, след което се настройва регулатора на позиция, като се отчита, че вече към обекта за управление има един регулатор, след което се извършва донастройка на параметрите на двата регулатора ако е необходимо. Използвани са приблизителни модели на обекта по отношение на ъгъла и позицията, за ъгъла е избрано да е неустойчиво звено от първи ред с времеконстанта 0.014 с. и коефициент със стойност 0.014:

$$W_A(s) = \frac{0.014}{0.014s - 1} \tag{5}$$

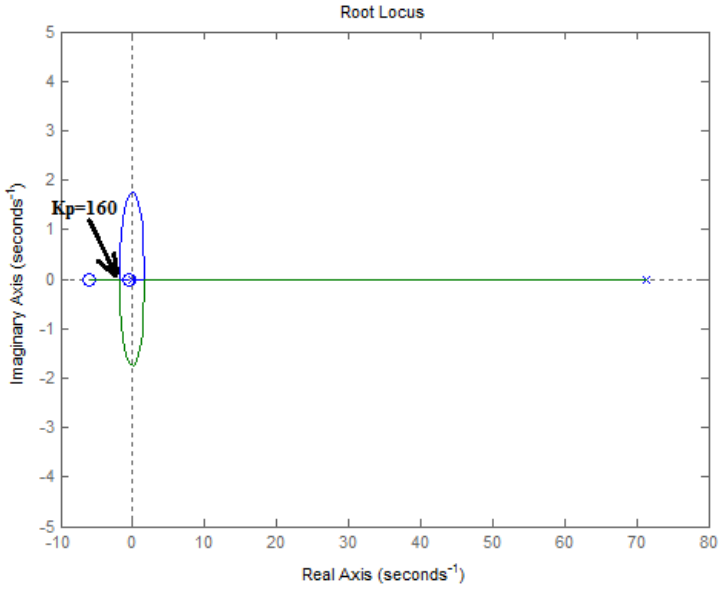
позицията е интегриращо звено от втори ред с коефициент със стойност 0.0005 и времеконстанта 1 с.:

$$W_P(s) = \frac{0.0005}{s^2} \tag{6}$$

За ъгъла е настроен ПИД регулатор със следните настройки:

$$K_P=160,\ T_I=2\text{ с.},\ T_D=0.15\text{ с.},$$

при което трябва да се получи критично апериодичен преходен процес според ходографа на корените показан на фиг.6:

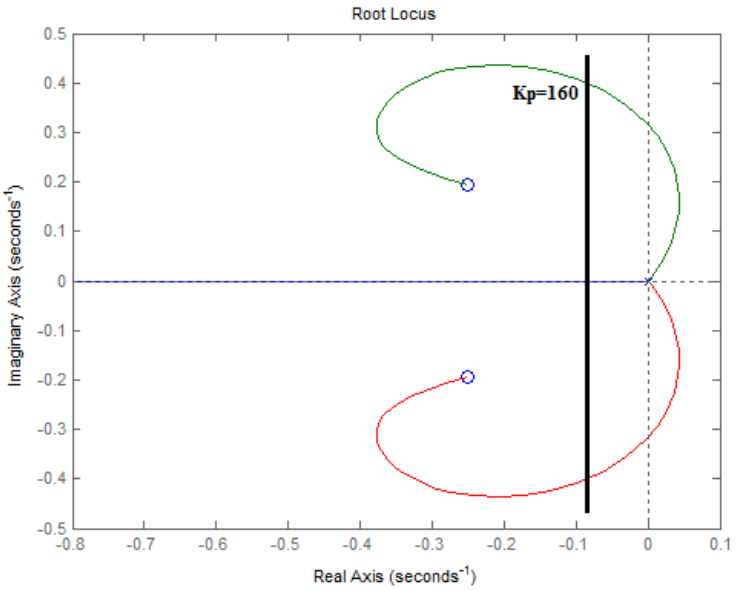


Фиг.6.

За позицията са избрани настройки:

$$K_P=160,\ T_I=5\text{ с.},\ T_D=2\text{ с.},$$

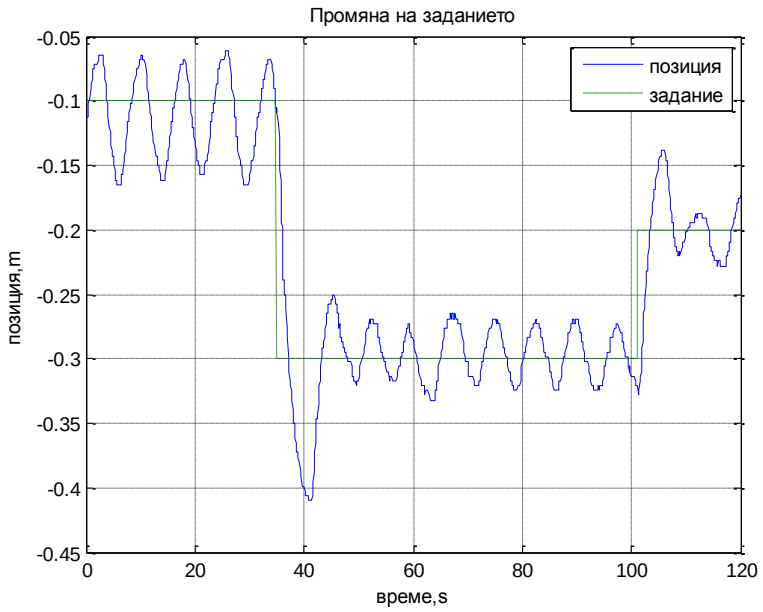
при което системата е устойчива, но колебателна според ходографа на корените показан на фиг.7:



Фиг.7.

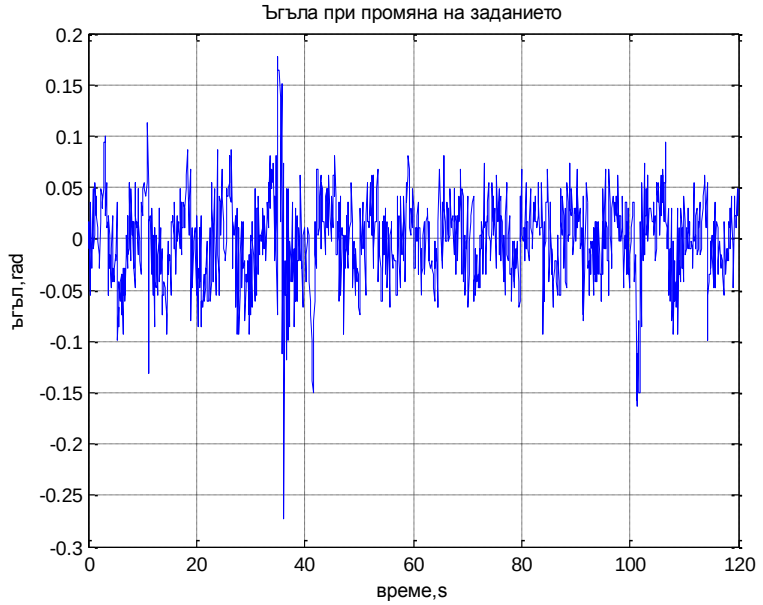
С така настроените регулатори са извършени експерименти с промяна на заданието за позиция и с постоянно задание и смущения спрямо ъгъла на махалото.

В първия експеримент заданието за позиция се изменя стъпално и са получени следните резултати (фиг.8):



Фиг.8.

Вижда се, че позицията има колебания около заданието които се дължат на различни фактори като триенето и необходимост от корекция на ъгъла когато махалото не е напълно вертикално. На следващата фиг.9 е показано изменението на ъгъла на махалото за същия експеримент. Вижда се, че ъгъла се изменя приблизително между -0.1 и +0.1 радиана, като в случаите на промяна на заданието се заклаща и повече, но никога не пада.

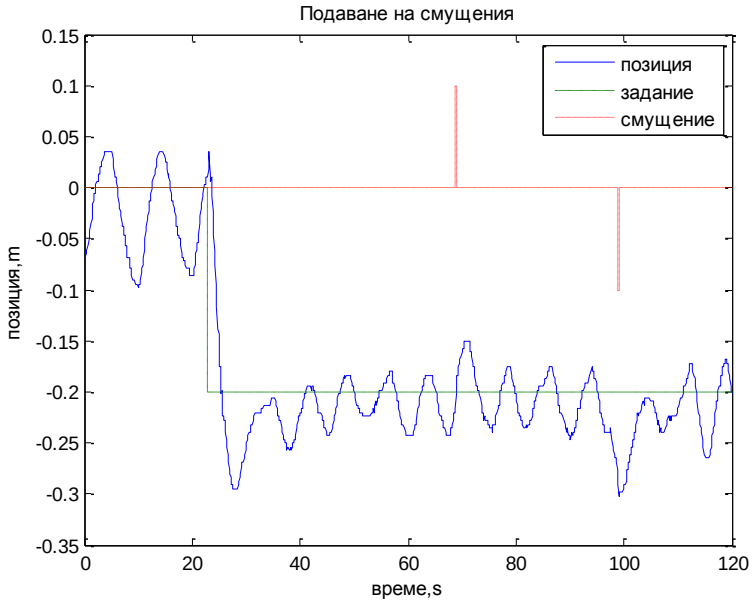


Фиг.9.

Следващия експеримент е направен като е зададена фиксирана стойност за позицията и е изчакано тя да бъде достигната, след което са подадени две смущаващи въздействия.

Смущаващите въздействия подавани по време на експеримента представляват леко преместване на върха на махалото първо в едната посока после в другата, което е показано на фиг.10. Така настроените ПИД-регулатори са способни да отработят смущения дължащи се на прилагането на сила към върха на махалото

с определена големина, ако се приложи по-голяма сила от допустимата махалото се отклонява на твърде голям ъгъл при което губи устойчивост и пада на долу.



Фиг.10.

Вижда се, че смущението се отработва и махалото не пада. Изменението на ъгъла в следствие на смущенията водят до промяна на позицията с което ъгъла се коригира обратно в допустимите граници.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С така направените и настроени регулатори е постигнато устойчиво управление на лабораторния стенд „обърнато махало“. Управляващите алгоритми са лесни за изграждане и настройка – стандартни ПИД-регулатори. За настройката на регулаторите могат да се използват различни познати методи, което позволява приложението на системата както за решаването на различни приложни проблеми, така и при обучението на студенти.

ПИД-регулаторите отработват промени в заданието, а също така и смущаващи въздействия, когато са в допустими граници. Възможно е с по-прецизна настройка да се намалят колебанията около заданието и да се увеличи допустимата големина на смущаващите въздействия при които няма да се загуби устойчивост, но за да се постигне това е необходимо получаването на по-прецизен модел на обекта за управление по отношение на ъгъла и позицията на махалото, което е обект на бъдещи разработки.

ЛИТЕРАТУРА

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

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

[3] Маринчев А., В. Гълъбов, ***Конфигуриране на средства за управление на лабораторен стенд "обърнато махало"***, Международна конференция „Автоматика 2013", Годишник на ТУ-София, 14.06-16.06, Созопол, 2013.

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

[5] Карлова-Сергиева В., А. Маринчев***, Управление на позициониращa система***, Международна конференция „Автоматика 2013", Годишник на ТУ-София, 14.06-16.06, Созопол, 2013.

[6] Siemens AG***, SIMATIC S7-1200 Easy Book Manual***, Siemens AG Industry Sector, Nürnberg, 2011.

[7] Hasan M., C. Saha, M. Rahman, R. Sarker, S. K. Aditya, ***Balancing of an inverted pendulum using PD controller***, The Dhaka University Journal of Science, Dhaka, 2012.

[8] Arya V. A., A. E. George, ***Stabilisation of Cart Inverted Pendulum using the Combination of PD and PID Control***, IJIRSET Vol. 7 Iss. 4, Chennai, 2018.

Автор: Александър Пламенов Маринчев, инж., гл. асистент, д-р, катедра Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Станислав Енев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ФРАКТАЛНИ $\mathcal{ML}$ *Clegg*-ОПЕРАТОРИ, РЕГУЛАТОРИ И ОБОБЩЕНО $\mathcal{ML}$ *Reset*-УПРАВЛЕНИЕ - част 1 (конфигурация, функционален анализ)

Емил Николов

Резюме: *В тази работа са предложени, изследвани и анализирани фрактални* ***ML-Clegg****-интегратори и диференциатори с алгоритъм за нулиране и инвертиране. Техните потенциални предимства са доказани, когато се използват в индустриалните системи за управление. Предложени са нови линейни фрактални* ***ML-Clegg****-оператори за интегриране и диференциране, метод и критерий за структурната им конфигурация и настройка. Разработени и изследвани са* ***ML-Reset****-регулатори и* ***ML-Reset****-системи за управление от непълен ред.*
Ключови думи: *Линейни фрактални* ***ML-Clegg****-оператори за интегриране и диференциране, фрактални* ***ML-Reset****-регулатори, качество на фрактални* ***ML-Reset****-системи за управление.*

FRACTIONAL ORDER $\mathcal{ML}$ *Clegg*-OPERATORS, CONTROLLERS AND $\mathcal{ML}$ *Reset* CONTROL - part 1 (configuration, functional analysis)

Emil Nikolov

Abstract: *In this work, are proposed, researched and analyzed* ***ML-Clegg****-integrator and differentiators with a reset mechanism has been explored. Its potential advantages have been proven, when used in the industrial control systems. New linear fractional ML-Clegg operators for integration and differentiation are proposed, a method and criterion for its structural configuration and setting. Fractional* ***ML-Reset****-Controllers and* ***ML-Reset****-Control Systems have been developed and researched.*
Key words: *Linear fractional* ***ML-Clegg*** *operators for integration and differentiation,* ***ML-Reset****-Controllers, Quality of* ***ML-Reset****-Control System*

ВЪВЕДЕНИЕ

Известна е стратегията за ***Reset***-управление, основано на ***Clegg-интегриране***. Идеята е създадена и разработена от ***J. C. Clegg*** [9] и се състои в използването на нелинеен ***Clegg-интегратор*** за разширяване на функционалните възможности на алгоритмите за управление, основаващи се на оператори за интегриране от пълен ред. Ефективността на ***Reset-системите*** за управление се изразява в ми-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

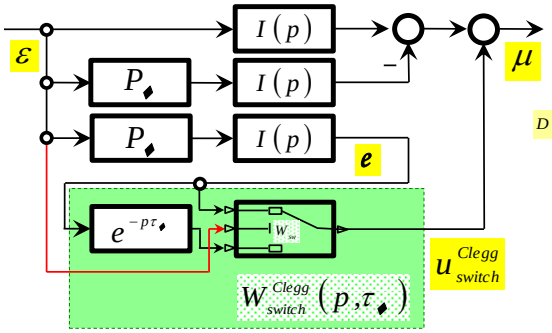
ISSN 1311-0829

нимизация на пререгулиранията в преходните процеси при управление на обекти със закъснение. Така значително се намалява времето на регулиране, увеличават се запасите на устойчивостта на ***Reset-системите*** в сравнение с тези на традиционните системи. Поради доказаната им ефективност, ***Reset-системите*** за управление са обект на активни изследвания в редица публикации от десетина години насам **[1 ÷ 10]**. В **[19]** са:

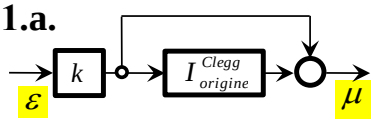
■ изследвани системно с времеви и честотен анализ характеристиките на: нелинейния (1) ***Clegg-интегратор*** $I_{origine}^{Clegg}$ (фиг.1); конфигурирания ***Clegg-диференциатор*** $D_{origine}^{Clegg}$(2); както и на нелинейните $PI_{origine}^{Clegg}$-, $PD_{origine}^{Clegg}$-, $PID_{origine}^{Clegg}$- регулатори (3) ÷ (5), използващи оригиналната структура **[9]** с нелинеен ***Reset***-ключ W_{switch}^{Clegg} (6) ÷ (9);

■ предложени: функционално-апроксимиращи оригиналните свойства (фиг.2) линеен ***ML-Clegg-интегратор***, линеен ***ML-Clegg-диференциатор***, ***ML-ID-Clegg-*** и ***ML-PID-Clegg-регулатори*** (1) ÷ (5) и тяхното приложение в ***Reset-системи***.

Изследванията **[19]** се основават на нова структура (фиг.2) на линеен аналогов ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (10), разработен по ***метода на °функционална хармонична апроксимация°*** при ***критерий °равенство на площите°*** в реакциите на $I_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$ (фиг.2) и на $I_{original}^{Clegg}$(фиг.1) при хармоничен вход. Аналоговият $\mathcal{ML}_{switch}$ ключ функционално апроксимира характеристиките на нелинейния W_{switch}^{Clegg} **[9]**. Той се управлява от променливата e (фиг.2) на линейни ***ML-Clegg***-интегратор $I_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$, ***ML-Clegg***-диференциатор $D_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$, $PI_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$-, $PD_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$-, $PID_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$- регулатори (3) ÷ (5) (фиг.2). Линейният $\mathcal{ML}_{switch}$ се състои от два линейни модула с памет $\mathcal{ML}_1$ и $\mathcal{ML}_2$ (10) **[18,19]** с модели на закъснение и коефициент $\kappa_\bullet$. Структурата (фиг.2) на $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) гарантира честотната му характеристика да притежава свойствата на лентов филтър с „вертикална“ фазочестотна характеристика на аналогов ключ. Времевите и честотните характеристики на $\mathcal{ML}_1$, $\mathcal{ML}_2$ и $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) са показани на фиг.3 и в паралел с тези на нелинейния ***Reset***-ключ W_{switch}^{Clegg} (6) ÷ (9) за едни и същи условия. Използвани са означенията: $P_\bullet$ - ***reset***-фактор ($P_\bullet \in [0.01,\ 0.99]$); $\kappa_\bullet$ -***reset***-коефициент ($\kappa_\bullet > 0$); $\tau_\bullet$ -***reset***-закъснение.



Фиг.1.a.



Фиг.1.b.

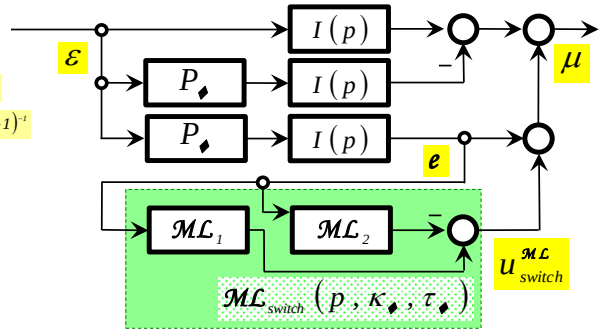
$I(p) = (T_i\ p)^{-1}$

$D(p) = T_d\ p\ (T_f\ p+1)^{-1}$

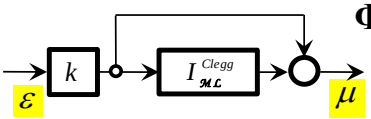
$PI(p) = k\ (1+I(p))$

$PD(p) = k\ (1+D(p))$

$PID(p) = k\ (1+I(p)+D(p))$



Фиг.2.a.



Фиг.2.b.

$$I_{origine}^{Clegg}(p) = I(p)\left(1+P_\bullet\left(W_{switch}^{Clegg}-1\right)\right) = f(P_\bullet, \tau_\bullet),\ \left(I(p) = (T_i\ p)^{-1}\right), \qquad (1)$$

$$D_{origine}^{Clegg}(p) = D(p)\left(1+P_\bullet\left(W_{switch}^{Clegg}-1\right)\right) = f(P_\bullet, \tau_\bullet),\ \left(D(p) = T_d\ p\ (T_f\ p+1)^{-1}\right), \qquad (2)$$

$$PI_{origine}^{Clegg}(p) = k\left(1 + I(p)\left(1 + P_{\blacklozenge}\left(W_{switch}^{Clegg} - 1\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right),\ \left(I(p) = (T_i\ p)^{-1}\right), \tag{3}$$

$$PD_{origine}^{Clegg}(p) = k\left(1 + D(p)\left(1 + P_{\blacklozenge}\left(W_{switch}^{Clegg} - 1\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right),\ \left(D(p) = T_d\ p\ (T_f\ p + 1)^{-1}\right). \tag{4}$$

$$PID_{origine}^{Clegg}(p) = k\left(1 + (I(p) + D(p))\left(1 + P_{\blacklozenge}\left(W_{switch}^{Clegg} - 1\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right),\ \left(I(p) = (T_i\ p)^{-1},\ D(p) = T_d\ p\ (T_f\ p + 1)^{-1}\right), \tag{5}$$

$$W_{switch}^{Clegg}(p) = W_{sw}(p)\, e^{-p\tau_{\blacklozenge}} = W_{switch}^{Clegg}(p, \tau_{\blacklozenge}), \tag{6}$$

$$W_{sw}(p) = u_{switch}^{Clegg}(p)\, \varepsilon^{-1}(p), \tag{7}$$

$$u_{switch}^{Clegg}(t, \varepsilon) = \begin{cases} e(t), (\dot{\varepsilon}(t) > 0) \\ 0, (\dot{\varepsilon}(t) = 0) \\ -e(t - \tau_{\blacklozenge}), (\dot{\varepsilon}(t) < 0) \end{cases}, \tag{8}$$

$$e(p) = P_{\blacklozenge}\, \varepsilon(p), \tag{9}$$

$$\mathcal{ML}_{switch}(p, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}) = \left((1 - \kappa_{\blacklozenge}) e^{-p\tau_{\blacklozenge}} - \kappa_{\blacklozenge} e^{-2p\tau_{\blacklozenge}}\right)\left(2 - e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\right)^{-1},$$
$$\mathcal{ML}_{switch} = \mathcal{ML}_1 + \mathcal{ML}_2, \tag{10}$$
$$\mathcal{ML}_1 = e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\left(2 - e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\right)^{-1};\ \mathcal{ML}_2 = -\kappa_{\blacklozenge}\, e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\left(1 + e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\right)\left(2 - e^{-p\tau_{\blacklozenge}}\right)^{-1},$$

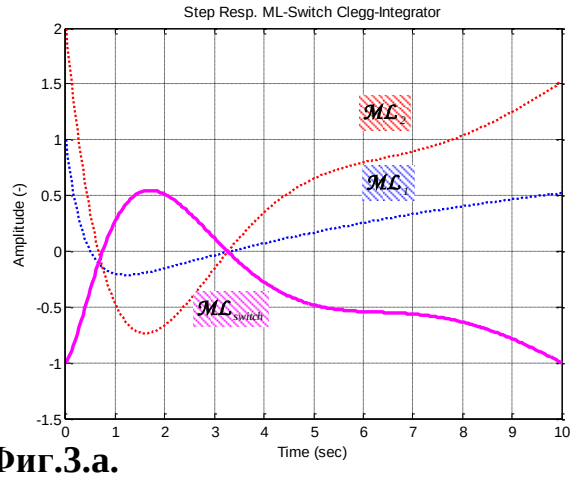
$$I_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = (T_i\ p)^{-1}\left(1 + P_{\blacklozenge}\, \mathcal{ML}_{switch}\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right), \tag{11}$$

$$D_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = (T_d\ p)(T_f\ p + 1)^{-1}\left(1 + P_{\blacklozenge}\, \mathcal{ML}_{switch}\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right), \tag{12}$$

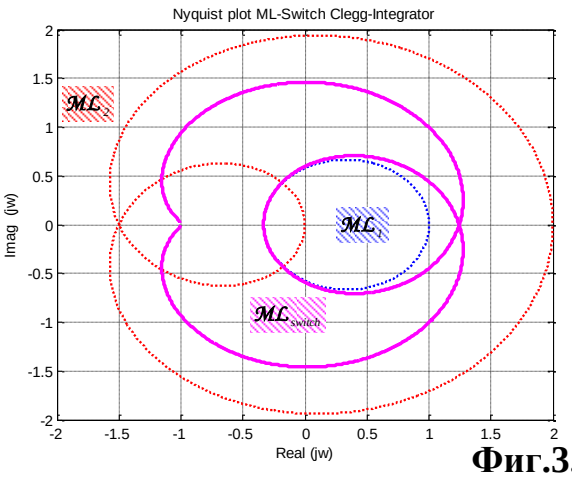
$$PI_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = k\left(1 + \left((T_i\ p)^{-1}\left(1 + P_{\blacklozenge}\, \mathcal{ML}_{switch}\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right), \tag{13}$$

$$PD_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = k\left(1 + \left(T_d\ p\left(T_f\ p + 1\right)^{-1}\left(1 + P_{\blacklozenge}\, \mathcal{ML}_{switch}\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right), \tag{14}$$

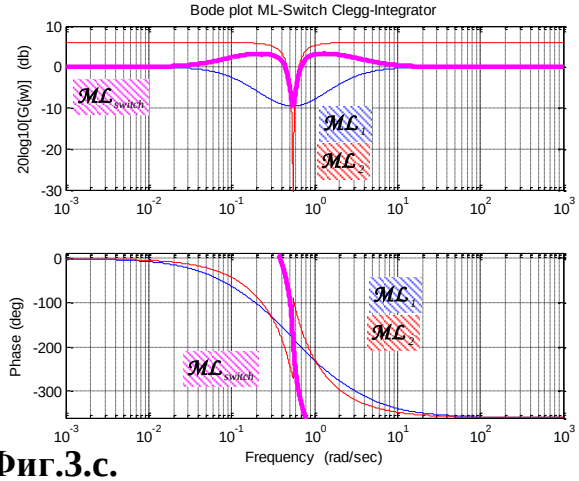
$$PID_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = k\left(1 + \left((T_i\ p)^{-1} + T_d\ p\left(T_f\ p + 1\right)^{-1}\right)\left(1 + P_{\blacklozenge}\, \mathcal{ML}_{switch}\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge}, \kappa_{\blacklozenge}, \tau_{\blacklozenge}\right). \tag{15}$$



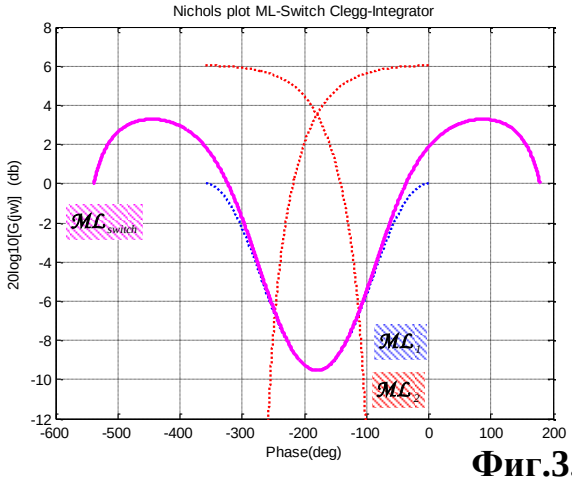
Фиг.3.a.



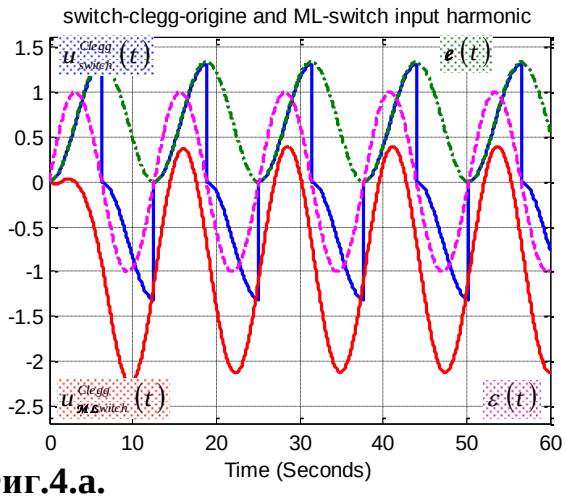
Фиг.3.b.



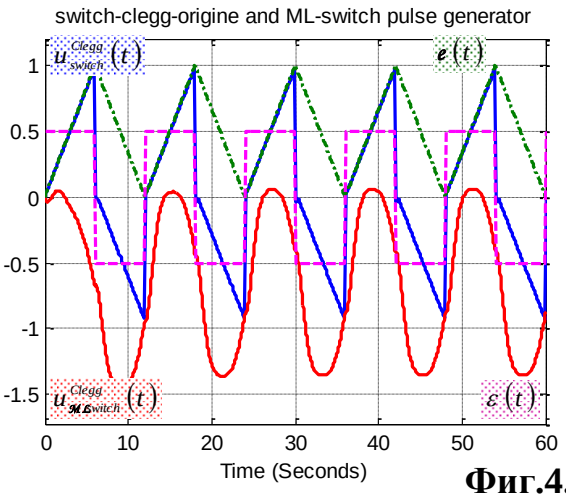
Фиг.3.c.



Фиг.3.d.



Фиг.4.a.



Фиг.4.b.

Целта на изследването е разработването на ***фрактални ML-Clegg-интегратори*** I_{ML}, ***диференциатори*** D_{ML}, PI_{ML}-, PD_{ML}-, ID_{ML}- и PID_{ML}-***регулатори***, основаващи се на линейния ключ ML_{switch}(10) и на оператори от теорията на обобщеното дробно смятане **[11÷14]**. Разработката си поставя **задачите** за: конфигурация на тяхната структура, анализ на характеристиките, функционална параметризация, приложението им в ***Reset***-системи за управление от непълен ред, робастен анализ на тяхното качество. Тя е представена в три неразделни части, свързани с конфигурация, анализ на характеристики и функционална параметризация, синтез на ***Reset***-системи за управление от непълен ред, робастен анализ.

КОНФИГУРАЦИЯ НА *Clegg*-АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА ОПЕРАТОРИ ОТ ОБОБЩЕНОТО ДРОБНО СМЯТАНЕ

Известни в литературата са резултати от теорията на обобщеното дробно смятане, систематизирани в **[11÷17]** и прилагани в теорията и в инженерната практика за фрактално управление след честотно ограничени рационални апроксимации с непрекъснати и дискретни функции **[20]**.

В настоящата разработка е представен основен ***Riemann-Liouville***-оператор за фрактално интегриране ${}_t^{\alpha}I$ от ред α (16) и фрактално диференциране ${}_t^{\beta}D$ от ред β (17), основаващ се на ***Gamma***-функцията (18) на ***Adrien-Marie Legendre*** и ***Sylvestre François Lacroix*** **[20]**.

С помощта на (19) и (20) са илюстрирани ***Alain Oustaloup***-рационалните апроксимации на оператора (16) с $I_{p,app}^{\alpha}$ и на оператора (17) с $D_{p,app}^{\beta}$ **[15÷17]**, **[20]**.

Рационалните полиномиални честотно ограничени апроксимации (19), (20) на операторите (16), (17) са честотно ограничени, където ω_{bI}, ω_{bD} са долните граници, а ω_{hI}, ω_{hD} са горните граници на честотните ограничения. ***Alain Oustaloup***-операторите (19), (20) предоставят реалната възможност за конфигуриране на I^{α}-, D^{β}-, PI^{α}-, PD^{β}-, $I^{\alpha}D^{\beta}$- и $PI^{\alpha}D^{\beta}$-фрактални алгоритми за управление (21)÷(26), систематизирани в **[20]**.

$$
\begin{aligned}
{}_a I_t^{\alpha}\ f(t) &= \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}}\, d\tau\ ,\ (\alpha, a \in \Re, \alpha < 0),\\
{}_0 I_t^{\alpha}\ f(t) &= \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}}\, d\tau\ ,\ (\alpha, a = 0, 0 < \alpha < 1),
\end{aligned}
\tag{16}
$$

$$
\begin{aligned}
{}_a \mathcal{D}_t^{\beta}\ f(t) &= \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}}\, d\tau\ ,\ (n-1 < \beta < n;\ n \in N := \{1, 2, ..\}),\\
{}_0 \mathcal{D}_t^{\beta}\ f(t) &= \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}}\, d\tau\ ,\ (n-1 < \beta < n;\ n \in N := \{1, 2, ..\}),
\end{aligned}
\tag{17}
$$

$$
\Gamma(x) \equiv \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t}\, dt = 2 \int_0^{\infty} e^{-t^2} t^{2x-1}\, dt\ ,\ (\Re[x] > 0),
\tag{18}
$$

$$
I_{p,app}^{\alpha}(p) = \left(\frac{\omega_{bI}}{\omega_{hI}}\right)^{\alpha} \prod_{i=1}^{N} \left(\frac{1 + p(\omega_{Ii})^{-1}}{1 + p(\omega'_{Ii})^{-1}}\right),\ (\omega'_{Ii} > \omega_{Ii};\ \omega_{bI} < \omega'_{I1};\ \omega_{hI} > \omega_{I1};\ n < \alpha < n+1),
\tag{19}
$$

$$
\mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p) = \left(\frac{\omega_{bD}}{\omega_{hD}}\right)^{\beta} \prod_{j=1}^{M} \left(\frac{1 + p(\omega'_{Dj})^{-1}}{1 + p(\omega_{Dj})^{-1}}\right),\ (\omega'_{Dj} < \omega_{Dj};\ \omega_{bD} < \omega'_{D1};\ \omega_{hD} > \omega_{D1};\ n-1 < \beta < n),
\tag{20}
$$

$$
I^{\alpha}(p) = I_{p,app}^{\alpha}(p),
\tag{21}
$$

$$
\mathcal{D}^{\beta}(p) = \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p),
\tag{22}
$$

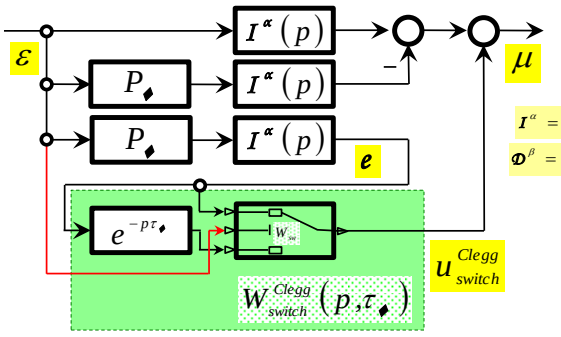
$$
\mathcal{P}I^{\alpha}(p) = k\left(1 + I_{p,app}^{\alpha}(p)\right),
\tag{23}
$$

$$
\mathcal{P}\mathcal{D}^{\beta}(p) = k\left(1 + \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p)\right),
\tag{24}
$$

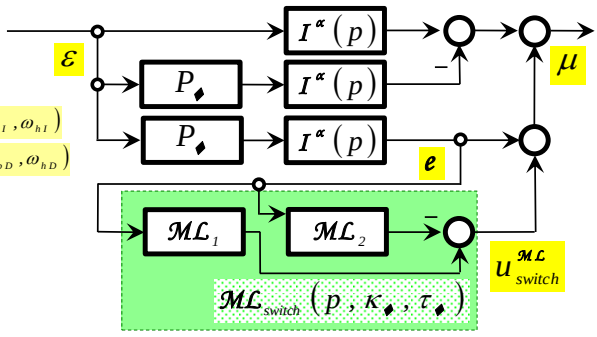
$$
I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}(p) = I_{p,app}^{\alpha}(p) + \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p),
\tag{25}
$$

$$
\mathcal{P}I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}(p) = k\left(1 + I_{p,app}^{\alpha}(p) + \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p)\right).
\tag{26}
$$

Въз основа на ***Alain Oustaloup***-апроксимиращите оператори (19) ÷ (20) [15 ÷ 18] и на алгоритмите (21) ÷ (26) [20], настоящата разработка предлага конфигурирането на нелинейни ***фрактални*** $I_{\alpha,origine}^{Clegg}$-, $\mathcal{D}_{\beta,origine}^{Clegg}$-, $\mathcal{P}I_{\alpha,origine}^{Clegg}$-, $\mathcal{P}\mathcal{D}_{\beta,origine}^{Clegg}$-, $\left(I_{\alpha}\mathcal{D}_{\beta}\right)_{origine}^{Clegg}$-, $\left(\mathcal{P}I_{\alpha}\mathcal{D}_{\beta}\right)_{origine}^{Clegg}$-***ал-горитми*** (27) ÷ (32) с нелинеен [9] W_{switch}^{Clegg} (6) ÷ (9) по структурата, показана на фиг.5. Използвани са означенията: $P_{\bullet}$ -***reset***-фактор ($P_{\bullet} \in [0.01,\ 0.99]$), $\tau_{\bullet}$ -***reset***-закъснение.



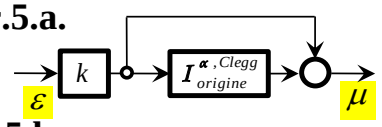
Фиг.5.a.



Фиг.6.a.

$I^{\alpha} = I_{p,app}^{\alpha}(p, \alpha, \omega_{bI}, \omega_{hI})$

$\mathcal{D}^{\beta} = \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}(p, \beta, \omega_{bD}, \omega_{hD})$

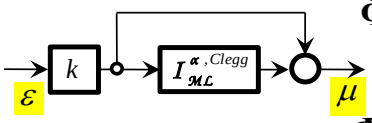


Фиг.5.b.

$\mathcal{P}I^{\alpha} = k\left(1 + I_{p,app}^{\alpha}\right)$

$\mathcal{P}\mathcal{D}^{\beta} = k\left(1 + \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}\right)$

$\mathcal{P}I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta} = k\left(1 + I_{p,app}^{\alpha} + \mathcal{D}_{p,app}^{\beta}\right)$



Фиг.6.b.

$$
I_{origine}^{\alpha,Clegg}(p) = I^{\alpha}(p)\left(1 + P_{\bullet}\left(W_{switch}^{Clegg} - 1\right)\right) = f(P_{\bullet}, \tau_{\bullet}),
\tag{27}
$$

$$
\mathcal{D}_{origine}^{\beta,Clegg}(p) = \mathcal{D}^{\beta}(p)\left(1 + P_{\bullet}\left(W_{switch}^{Clegg} - 1\right)\right) = f(P_{\bullet}, \tau_{\bullet}),
\tag{28}
$$

$$\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{origine}(p)=k\left(1+\mathcal{PI}^{\alpha}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\left(W^{Clegg}_{switch}-1\right)\right)\right)=f\left(P_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \quad (29)$$

$$\mathcal{PD}^{\beta,Clegg}_{origine}(p)=k\left(1+\mathcal{PD}^{\beta}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\left(W^{Clegg}_{switch}-1\right)\right)\right)=f\left(P_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \quad (30)$$

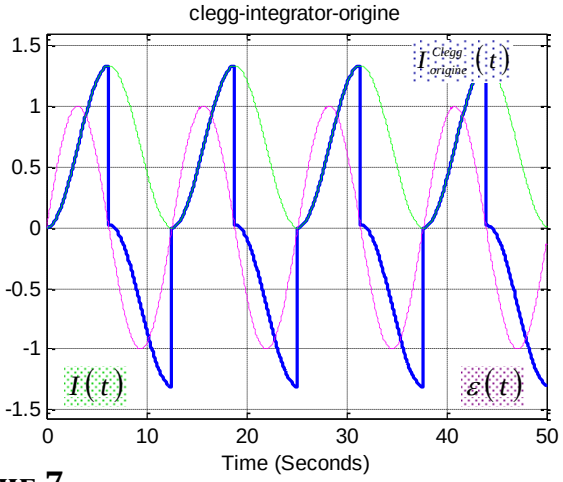
$$\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{origine}(p)=\left(I^{\alpha}(p)+\mathcal{D}^{\beta}(p)\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\left(W^{Clegg}_{switch}-1\right)\right)=f\left(P_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \quad (31)$$

$$\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{origine}(p)=k\left(1+\left(I^{\alpha}(p)+\mathcal{D}^{\beta}(p)\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\left(W^{Clegg}_{switch}-1\right)\right)\right)=f\left(P_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right). \quad (32)$$

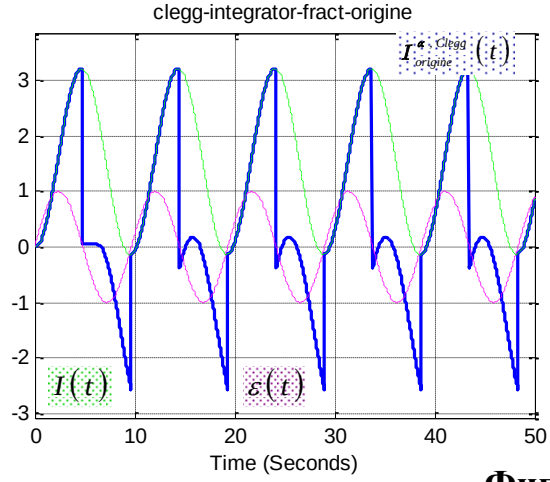
Като показателни за предлаганите ***фрактални Clegg-алгоритми*** за управление (27)÷(32) с нелинеен **[9]** ***Reset***-ключ W^{Clegg}_{switch} (6)÷(9) на**:**

■ фиг.7, фиг.8 са илюстрирани преходните характеристики при хармоничен вход ε на**:** ***интегратор*** I**;** ***Clegg-интегратор*** $I^{Clegg}_{origine}$ (1), конфигурирани по схема на фиг.1**;** ***фрактален Clegg-интегратор*** $I^{\alpha,Clegg}_{origine}$ (27), конфигуриран по схема на фиг.5**;**

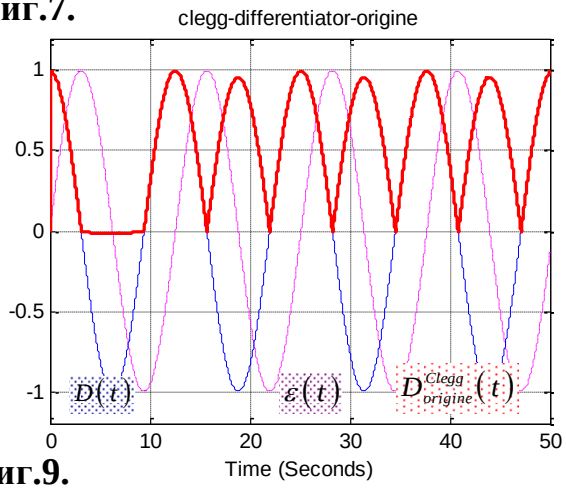
■ фиг.9, фиг.10 са показани преходните характеристики при хармоничен вход $\varepsilon(t)$ на**:** ***диференциатор*** $D(t)$**;** ***Clegg-диференциатор*** $D^{Clegg}_{origine}(t)$ (2), конфигурирани по схемата на фиг.1**;** ***фрактален Clegg-диференциатор*** $\mathcal{D}^{\beta,Clegg}_{origine}$ (27), конфигуриран по схемата на фиг.5**.**



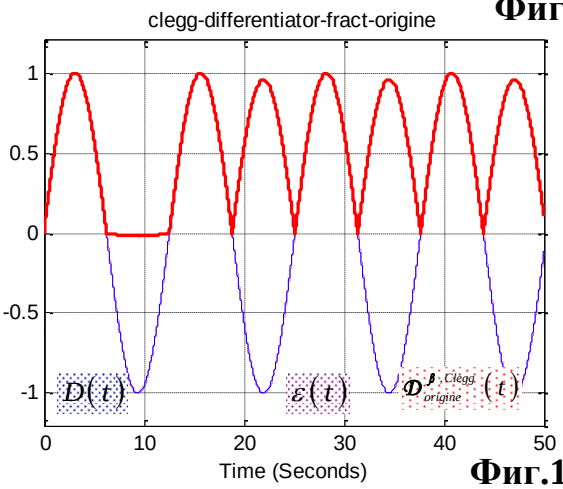
Фиг.7.



Фиг.8.



Фиг.9.



Фиг.10.

Въз основа на апроксимиращите оператори (19)÷(20) **[15÷17]** и алгоритмите (21)÷(26) **[20]**, настоящата разработка предлага конфигурирането на линейни ***фрактални Clegg-*** $I^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$**-,** $\mathcal{D}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$**-,** $\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$**-,** $\mathcal{PD}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$**-,** $\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$**-,** $\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен **[19]** ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) по структурата, показана на фиг.6. Използвани са означенията**:** $P_{\blacklozenge}$***-reset***-фактор $\left(P_{\blacklozenge}\in[0.01\ ,\ 0.99]\right)$**;** $\kappa_{\blacklozenge}$***-reset***-коефициент $\left(\kappa_{\blacklozenge}>0\right)$**;** $\tau_{\blacklozenge}$***-reset***-закъснение**.**

$$I_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}(p) = I^{\alpha}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \tag{33}$$

$$\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}(p) = \mathcal{D}^{\beta}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \tag{34}$$

$$\mathcal{PI}_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}(p) = k\left(1+\left(I^{\alpha}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \tag{35}$$

$$\mathcal{PD}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}(p) = k\left(1+\left(\mathcal{D}^{\beta}(p)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \tag{36}$$

$$\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = \left(I^{\alpha}(p)+\mathcal{D}^{\beta}(p)\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right), \tag{37}$$

$$\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = k\left(1+\left(I^{\alpha}(p)+\mathcal{D}^{\beta}(p)\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge},\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right). \tag{38}$$

ДИСКУСИЯ И ИЗВОДИ

Изложеното и систематизираното в литературата [1 ÷ 20], както и предложеното ново и оригинално в настоящата разработка дават основание да се дефинират нов клас ***фрактални ℳℒ-Clegg-оператори за интегриране*** (39) и ***за диференциране*** (40). Те се отличават от съответните традиционни оператори (16), (17) по наличието в тях на функцията $f_{\mathcal{ML}}(e)$ (10), (41) и чиято системна реализация е представена с разгледаните (фиг.6) ***фрактални ℳℒ-Clegg-интегратор*** (27) и ***ℳℒ-Clegg-диференциатор*** (28).

$$I_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}(p) = \left(\frac{\omega_{b\,I}}{\omega_{h\,I}}\right)^{\alpha}\prod_{i=1}^{N}\left(\frac{1+p\left(\omega_{I\,i}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega'_{I\,i}\right)^{-1}}\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right) = f_{\mathcal{ML}}(e), \tag{39}$$
$$\left(\omega'_{Ii} > \omega_{Ii}\ ;\ \omega_{b\,I} < \omega'_{I1}\ ;\ \omega_{h\,I} > \omega_{I1}\ ;\ n<\alpha<n+1\right)$$

$$\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}(p) = \left(\frac{\omega_{b\,D}}{\omega_{h\,D}}\right)^{\beta}\prod_{j=1}^{M}\left(\frac{1+p\left(\omega'_{D\,j}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{D\,j}\right)^{-1}}\right)\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right) = f_{\mathcal{ML}}(e), \tag{40}$$
$$\left(\omega'_{D\,j} < \omega_{D\,j}\ ;\ \omega_{b\,D} < \omega'_{D1}\ ;\ \omega_{h\,D} > \omega_{D1}\ ;\ n-1<\beta<n\right)$$

$$f_{\mathcal{ML}} = \left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}\left(\kappa_{\blacklozenge},\tau_{\blacklozenge}\right)\right) = f_{\mathcal{ML}}(e) \tag{41}$$

Основните свойства на ***фракталните ℳℒ-Clegg-оператори*** (39), (40) се характеризират с това, че:

■ ***фракталните ℳℒ-Clegg-операторите*** са линейни оператори и за тях е в сила зависимостта (42);

$$\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}\left\{a\,f(z)+b\,h(z)\right\} = a\,\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}f(z) + b\,\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}h(z) \tag{42}$$

■ за ***фракталните ℳℒ-Clegg-операторите*** е в сила адитивния закон (43) за интегрални трансформации;

$$\mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{\alpha\ Clegg}\ \mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{\beta\ Clegg}\ f(z) = \mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{(\alpha+\beta)\ Clegg}\ f(z) \tag{43}$$

■ ***Laplace***-трансформацията на ***фракталния $\mathcal{ML}$-Clegg-оператор за интегриране*** се определя с (44),

$$\mathcal{L}\left\{ I_{t\ \mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}\ f(t) \right\} = p^{-\alpha}\ F(p) \tag{44}$$

аналогично на ***Laplace***-трансформацията на традиционния оператор за интегриране (45);

$$\mathcal{L}\left\{ I^{\alpha}\ f(t) \right\} = p^{-\alpha}\ F(p) \tag{45}$$

■ ***Laplace***-трансформацията на ***фракталния $\mathcal{ML}$-Clegg-оператор за диференциране*** се определя с (46),

$$\mathcal{L}\left\{ \mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}\ f(t) \right\} = p^{\alpha}\ F(p) \tag{46}$$

аналогично на ***Laplace***-трансформацията на традиционния оператор (47);

$$\mathcal{L}\left\{ D^{\alpha}\ f(t) \right\} = p^{\alpha}\ F(p) \tag{47}$$

■ ***Fourier***-трансформацията на ***фракталния $\mathcal{ML}$-Clegg-оператор за интегриране*** се определя като (48);

$$\mathcal{F}\left\{ I_{t\ \mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}\ f(t) \right\} = (j\omega)^{-\alpha}\ F(\omega) \tag{48}$$

■ ***Fourier***-трансформацията на ***фракталния $\mathcal{ML}$-Clegg-оператор за диференциране*** се определя като (49).

$$\mathcal{F}\left\{ \mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}\ f(t) \right\} = \mathcal{F}\left\{ \mathcal{D}_{t\ \mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}\ f(t) \right\} = (j\omega)^{\alpha}\ F(\omega) \tag{49}$$

Разработка е представена с три неразделни части. Настоящата, в която са разгледани въпросите за конфигурацията и функционалния анализ на фрактални $\mathcal{ML}$-***Clegg***-оператори и регулатори, е първата от тях.

Във втората част са разгледани въпросите за функционалната параметризация на конфигурираните чрез ***Alain Oustaloup***-апроксимиращите полиномиални честотно ограничени оператори (19)÷(20) [15÷17] и алгоритми (21)÷(26) [20], линейни ***фрактални Clegg-*** $I_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}$***-***, $\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}$***-***, $\mathcal{PI}_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}$***-***, $\mathcal{PD}_{\mathcal{ML}}^{\beta,Clegg}$***-***, $\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$***-***, $\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$ ***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен [19] аналогов ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) по структурата, показана на фиг.6.

Третата част на разработката разглежда методът и алгоритмите за синтез на регулаторите (33)÷(38) и тяхното приложение в системите за ***Reset***-управление с робастен анализ на резултатите.

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Baños, A. Barreiro (2012), ***Reset Control Systems,*** in: Advances in Industrial Control, © 2012 Springer, ISBN-10: 144712216X, ISBN-13: 978-1447122166, 348 p.

[2] A. Baños, A. Vidal (2012), ***Design of reset control systems: the PI-CI compensator***, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, © 2012 American Society of Mechanical Engineers, ISSN:0022-0434, Vol 134 (5) (2012), pp. 310-380

[3] A. Baños, J. Carrasco, A. Barreiro (2011), ***Reset Times-Dependent Stability of Reset Control Systems***, IEEE Trans. Autom. Control 56 (1) (2011) pp. 217-223

[4] A. Barreiro, A. Baños (2012), ***Sistemas de Control basados en Reset***, Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, © 2012 Elsevier, ISSN: 1697-7912, Vol 9 (2012) 329-346

[5] C. V. Hollot (1997), ***Revisiting Clegg Integrators: Periodicity, Stability and IQCs***, System Structure and Control, © 1997 IFAC Bucharest, Romania, 1997, pp. 31-38

[6] D. Nesic, L. Zaccarian, A.R. Teel (2008), ***Stability Properties of Reset Systems***, Automatica, © 2008 Elsevier, ISSN: 0005-1098, 4 (8) (2008) pp. 2019-2026

[7] Guo Y., W. Gui, Ch. Yang, L. Xie (2010), ***Stability Analysis and Design of Reset Control Systems with Discrete-Time Triggering Conditions***, Automatica, © 2010 Elsevier, ISSN: 0005-1098, Vol 48 (2010), pp. 528-535

[8] Guo Y., Wang Y., Xie L., Zheng J. (2009), ***Stability Analysis and Design of Reset Systems: Theory and an Application***, Automatica, © 2009 Elsevier, Vol 45 (2), pp. 492-497

[9] J. C. Clegg (1958), ***A nonlinear Integrator for Servomechanisms***, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers 11 (1958), Part II: Applications and Industry, © 1958 IEEE, Volume: 77, Issue: 1, March 1958, pp. 41-42

[10] M. A. Davó, A. Baños (2016), ***Reset Control of Integrating Plus Dead Time Processes***, Journal of Process Control, © 2016 Elsevier, ISSN: 0959-1524, Vol. 38 (2016) pp. 22-30

[11] Kiryakova V. S. (1993), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, © CRC Press; (December 27, 1993), ISBN: 0582219779, 360 p.

[12] Kiryakova V. S., Srivastava H. M. (1993), ***Generalized (multiple) Riemann-Liouville Fractional Different-Integrals and Their Use in Univalent Function Theory***, In: "Analysis, Geometry and Groups: a Riemann Legacy Volume", © Hadronic Press, Inc., (Florida, USA - ISBN 0-911767-59-2), 1993, part. 1, 191 p.

[13] Kiryakova V. S. (1994), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, Pitman Research Notes in Mathematics Series No. 301, Longman Scientific and Technical, © Harlow, Essex, 1994, ISBN: 0-470-20777-9, 260 p.

[14] Kiryakova V. S. (1997), ***All the Special Functions are Fractional Different-Integrals of Elementary Functions***, Journal Physics A: Math. & General, 1997, 30, No 14, Online ISSN: 1361-6447, Print ISSN: 0305-4470, 5085-5103

[15] Oustaloup A. (1991), ***La commande CRONE (commande robuste d'ordre non entier)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571, 495 p.,

[16] Oustaloup A. (1994), ***La robustesse (analyse et synthèse de commandes robustes)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN-10: 2866014421, ISBN-13: 978-2866014421, 530 p.

[17] Oustaloup A. (1995), ***La dérivation non entière (théorie, synthèse et applications)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-456-1, ISBN 0989-3571, 508 p.

[18] Nikolova N., Nikolov E. (2008), ***ML-Structures in the Repetitive Robust Control Systems,*** Journal Cybernetics and Information Technologies Journal, © 2008 Bulgarian Academy of Science, ISSN 1311-9702, Vol. 8 (2008), No 1, pp. 44-64

[19] Nikolov E. (2018), ***Clegg-Operators for Integration and Differentiation. Generalized Reset-Control - part 1, part 2***, Journal Proceedings of Technical University of Sofia, Volume 68, Issue 3, 2018, © 2018 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 1311-0829, pp. 47-64

[20] Nikolov E. (2004), ***Fractional Order Control Algorithms and Controllers***, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p.

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

Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Нина Николова

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ФРАКТАЛНИ *ML Clegg*-ОПЕРАТОРИ, РЕГУЛАТОРИ И ОБОБЩЕНО *ML Reset*-УПРАВЛЕНИЕ - част 2 (функционална параметризация)

Емил Николов

Резюме: *В тази работа са предложени, изследвани и анализирани фрактални ML-Clegg-интегратори и диференциатори с алгоритъм за нулиране и инвертиране. Техните потенциални предимства са доказани, когато се използват в индустриалните системи за управление. Предложени са нови линейни фрактални ML-Clegg-оператори за интегриране и диференциране, метод и критерий за структурната им конфигурация и настройка. Разработени и изследвани са ML-Reset-регулатори и ML-Reset-системи за управление от непълен ред.*
Ключови думи: *Линейни фрактални ML-Clegg-оператори за интегриране и диференциране, фрактални ML-Reset-регулатори, качество на фрактални ML-Reset-системи за управление.*

FRACTIONAL ORDER *ML Clegg*-OPERATORS, CONTROLLERS AND *ML Reset* CONTROL - part 2 (functional parameterization)

Emil Nikolov

Abstract: *In this work, are proposed, researched and analyzed ML-Clegg-integrator and differentiators with a reset mechanism has been explored. Its potential advantages have been proven, when used in the industrial control systems. New linear fractional ML-Clegg operators for integration and differentiation are proposed, a method and criterion for its structural configuration and setting. Fractional ML-Reset-Controllers and ML-Reset-Control Systems have been developed and researched.*
Key words: *Linear fractional ML-Clegg operators for integration and differentiation, ML-Reset-Controllers, Quality of ML-Reset-Control System*

ВЪВЕДЕНИЕ

Разработка е представена с три неразделни части. В първата от тях са разгледани въпросите за конфигурацията и функционалния анализ на фрактални ***ML-Clegg***-оператори и регулатори. Настоящата е втората част, в която са разгледани въпросите за функционалната параметризация на конфигурираните чрез ***Alain Oustaloup***-апроксимиращите полиномиални честотно ограничени оператори

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

(19)÷(20) [15÷17] и алгоритми (21)÷(26) [20], линейни ***фрактални Clegg-*** $I_{ML}^{\alpha,Clegg}$-, $D_{ML}^{\beta,Clegg}$-, $PI_{ML}^{\alpha,Clegg}$-, $PD_{ML}^{\beta,Clegg}$-, $\left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{ML}^{Clegg}$-, $\left(PI^{\alpha}D^{\beta}\right)_{ML}^{Clegg}$***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен [19] аналогов ***Reset***-ключ ML_{switch} (10) по структурата от фиг.6. Третата част на разработката разглежда методите и алгоритмите за синтез на регулаторите (33)÷(38) и тяхното приложение в системите за ***Reset***-управление с робастен анализ на резултатите.

ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ НА ФРАКТАЛНИ *Clegg*-АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Като функции на непълния дробен ред α, β на операторите за интегриране и диференциране (табл.1), времевите и честотни характеристики на ***фракталните Clegg-*** $I_{ML}^{\alpha,Clegg}$-, $D_{ML}^{\beta,Clegg}$-, $PI_{ML}^{\alpha,Clegg}$-, $PD_{ML}^{\beta,Clegg}$-, $\left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{ML}^{Clegg}$-, $\left(PI^{\alpha}D^{\beta}\right)_{ML}^{Clegg}$***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен [19] аналогов ***Reset***-ключ ML_{switch} (фиг.6) са показани в параметричен ***2D***-плот на фиг.11÷фиг.18 паралелно с характеристики на I^{α}-, D^{β}-, PI^{α}-, PD^{β}-, $I^{\alpha}D^{\beta}$- и $PI^{\alpha}D^{\beta}$-фракталните алгоритми (21)÷(26) с пунктирани линии, систематизирани в [20]. Паралелната параметрична визуализация на характеристиките им за едни и същи условия $(0.1 \le \alpha \le 1.9\ ;\ 0.1 \le \beta \le 1.9)$, позволява директния сравнителен анализ на техните свойства за диапазона, показан в табл.1.

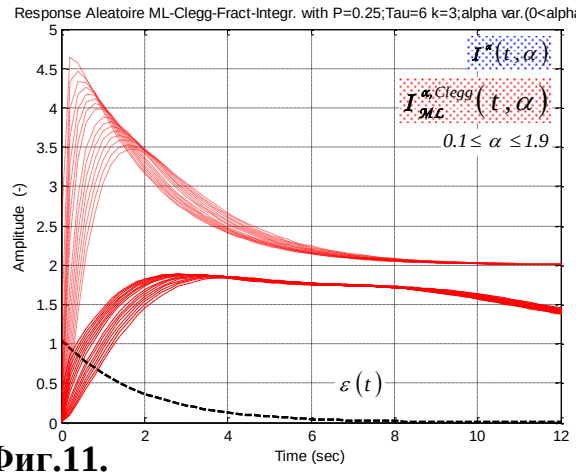
Табл.1

непълен ред на операторите за интегриране α ***и диференциране*** β ***от непълен дробен ред***				
$\alpha =\ ,(\beta =\ )$	***0,111111***	***0,222222***	***0,333333***	***0,444444***
съответстващ на фаза в радиани	$(1/9)(\pi/2)$	$(2/9)(\pi/2)$	$(3/9)(\pi/2)$	$(4/9)(\pi/2)$
съответстващо на фаза в градуси	10^{o}	20^{o}	30^{o}	40^{o}
$\alpha =\ ,(\beta =\ )$	***0,555556***	***0,666667***	***0,777778***	***0,888889***
съответстващ на фаза в радиани	$(5/9)(\pi/2)$	$(6/9)(\pi/2)$	$(7/9)(\pi/2)$	$(8/9)(\pi/2)$
съответстващ на фаза в градуси	50^{o}	60^{o}	70^{o}	80^{o}
$\alpha =\ ,(\beta =\ )$	***1,111111***	***1,222222***	***1,333333***	***1,444444***
съответстващ на фаза в радиани	$(10/9)(\pi/2)$	$(11/9)(\pi/2)$	$(12/9)(\pi/2)$	$(13/9)(\pi/2)$
съответстващ на фаза в градуси	100^{o}	110^{o}	120^{o}	130^{o}
$\alpha =\ ,(\beta =\ )$	***1,555556***	***1,666667***	***1,777778***	***1,888889***
съответстващ на фаза в радиани	$(14/9)(\pi/2)$	$(15/9)(\pi/2)$	$(16/9)(\pi/2)$	$(17/9)(\pi/2)$
съответстващ на фаза в градуси	140^{o}	150^{o}	160^{o}	170^{o}

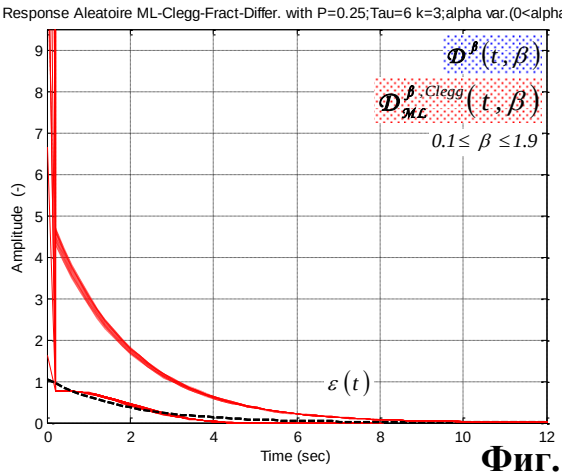
Като функции на: $P_{\blacklozenge}$ ***-reset-***фактора; $\kappa_{\blacklozenge}$ ***-reset-***коефициента; $\tau_{\blacklozenge}$ ***-reset-***закъснението, времевите характеристики на ***фракталните Clegg-*** $I_{ML}^{\alpha,Clegg}$-, $D_{ML}^{\beta,Clegg}$***-алгоритми*** (33)÷(34) с линеен [19] ***Reset***-ключ ML_{switch} (фиг.6) са показани в параметричен ***2D***-плот на фиг.19÷фиг.26 съвместно с характеристиките на I^{α}-, D^{β}-фракталните алгоритми (21)÷(22) с пунктирани линии, систематизирани в [20]. Паралелната параметрична визуализация на характеристиките им за едни и същи условия

$$(0.1 \le \alpha \le 1.9\ ;\ 0.1 \le \beta \le 1.9\ ;\ 0.10 \le P_{\blacklozenge} \le 0.96\ ;\ 3.00 \le k_{\blacklozenge} \le 6.00\ ;\ 06.00 \le \tau_{\blacklozenge} \le 24.00),$$

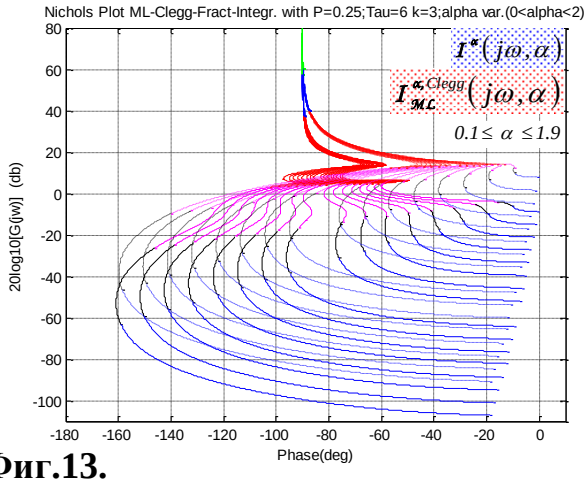
позволява директен сравнителен анализ на техните свойства за диапазоните на визуализация.



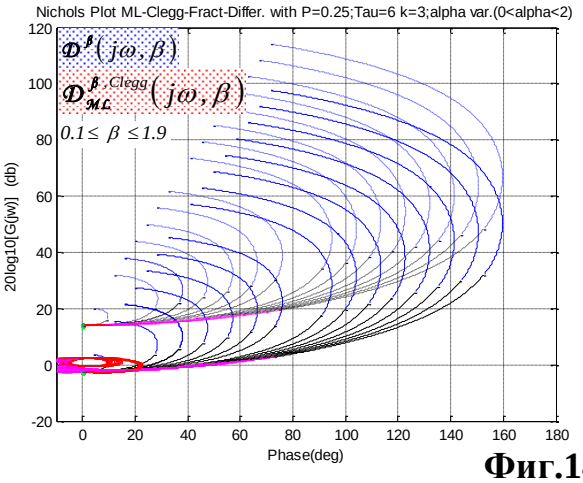
Фиг.11.



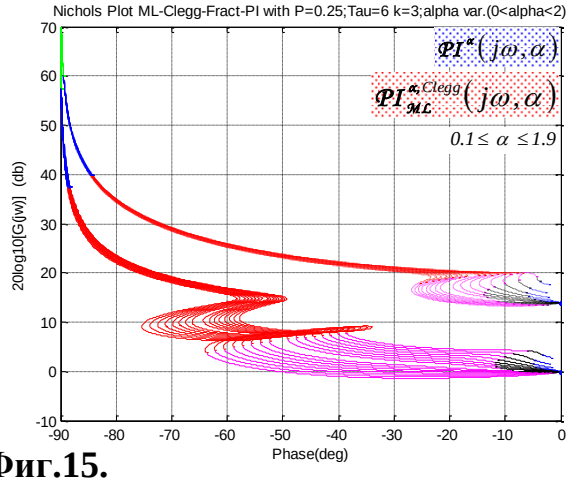
Фиг.12.



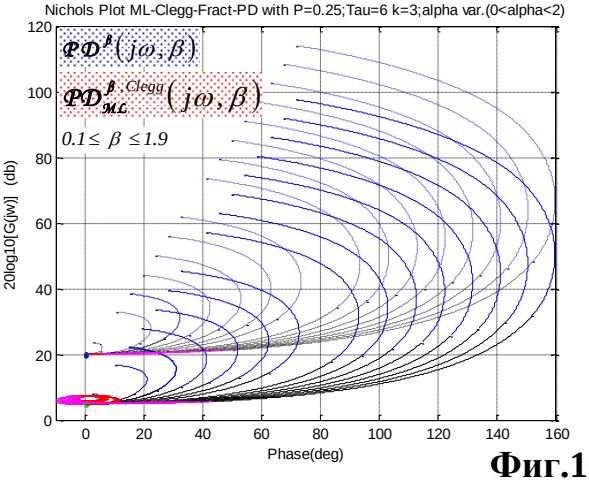
Фиг.13.



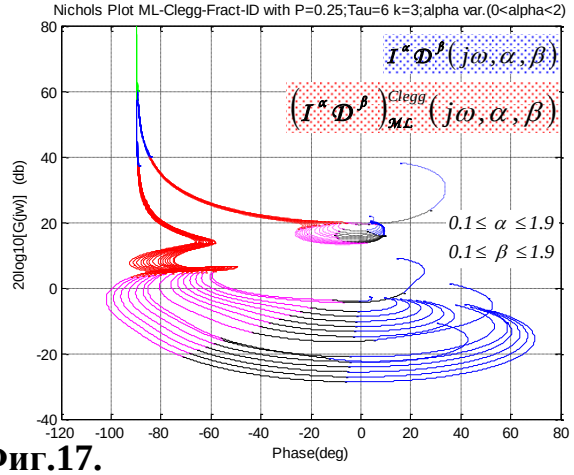
Фиг.14.



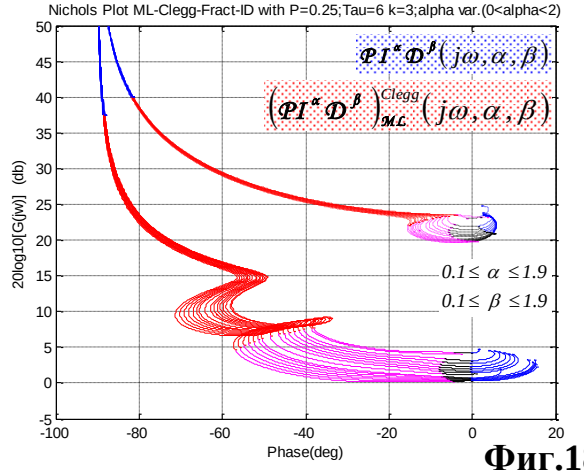
Фиг.15.



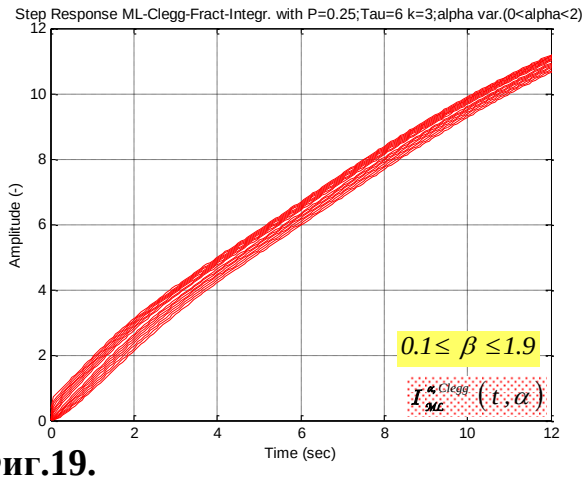
Фиг.16.



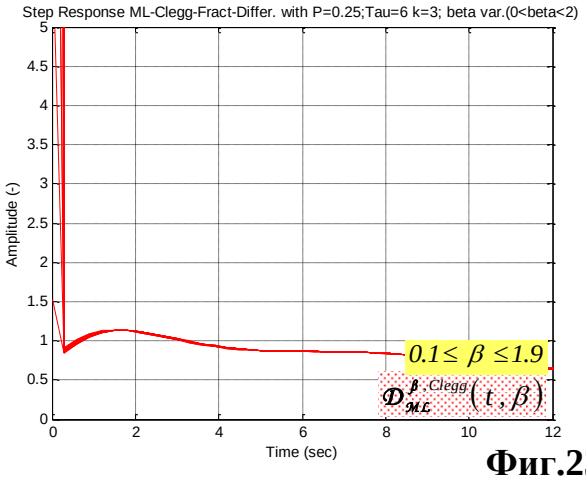
Фиг.17.



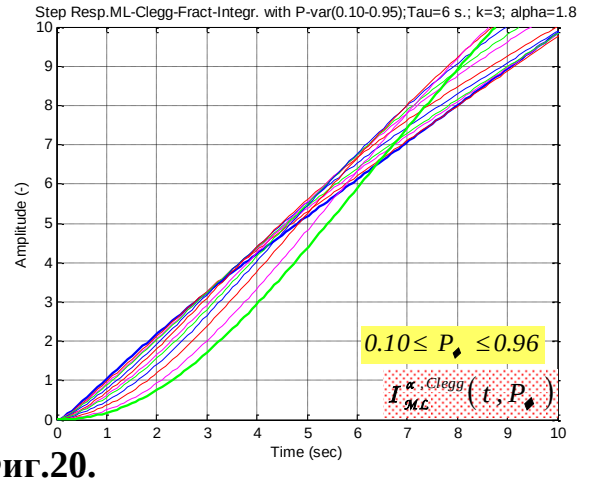
Фиг.18.



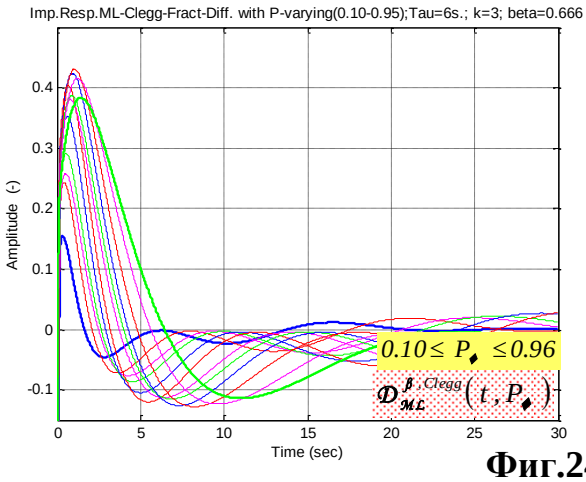
Фиг.19.



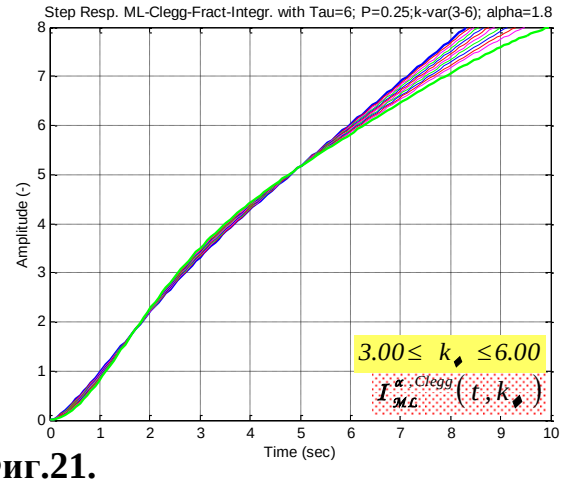
Фиг.23.



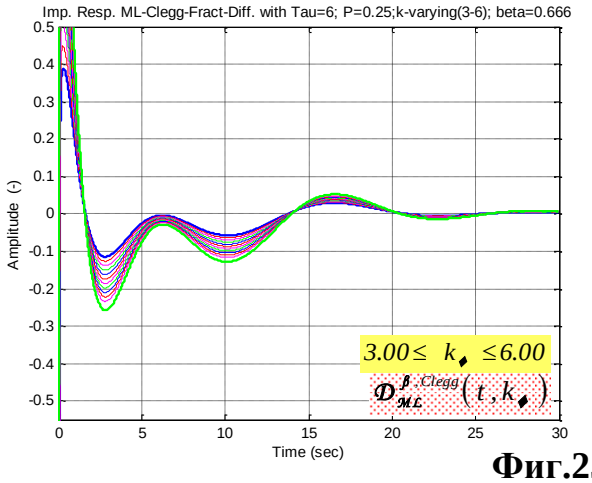
Фиг.20.



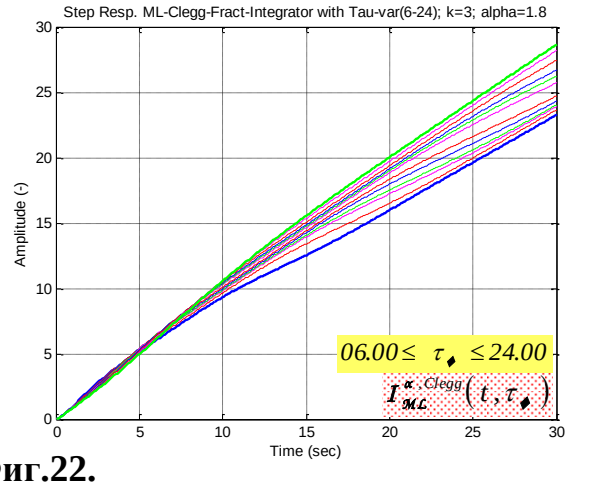
Фиг.24.



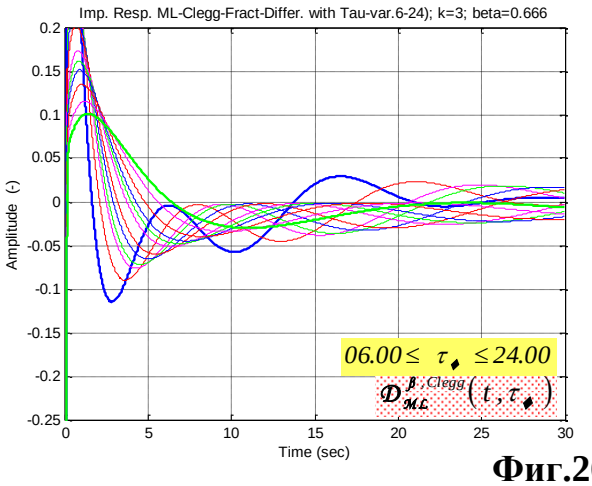
Фиг.21.



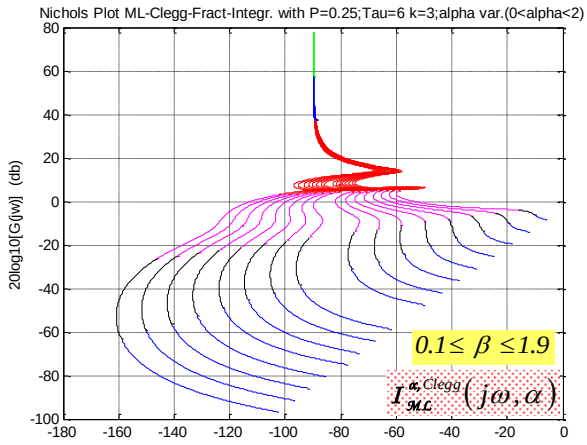
Фиг.25.



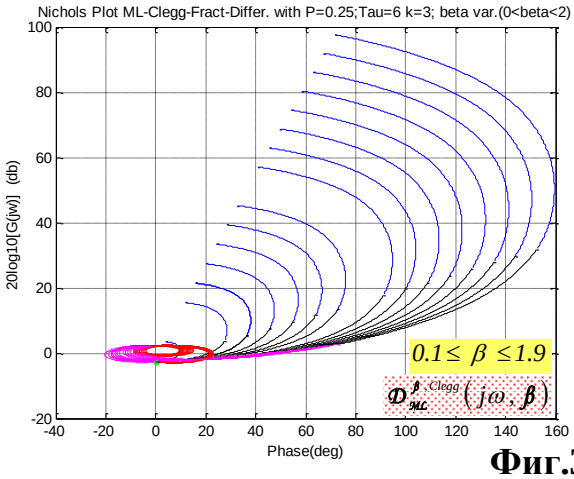
Фиг.22.



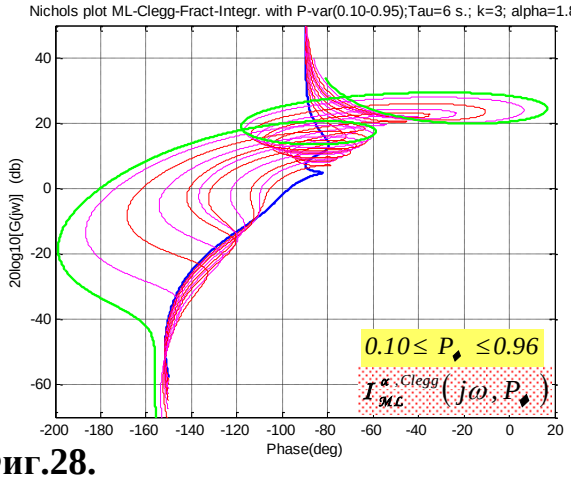
Фиг.26.



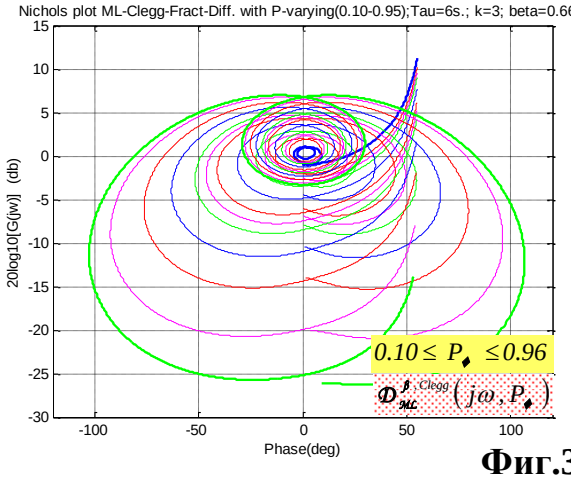
Фиг.27.



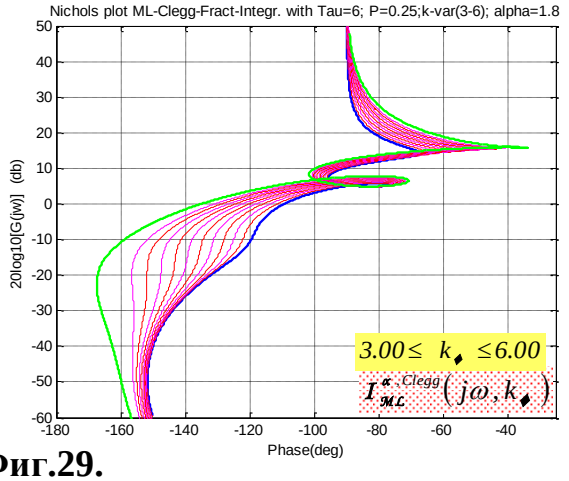
Фиг.31.



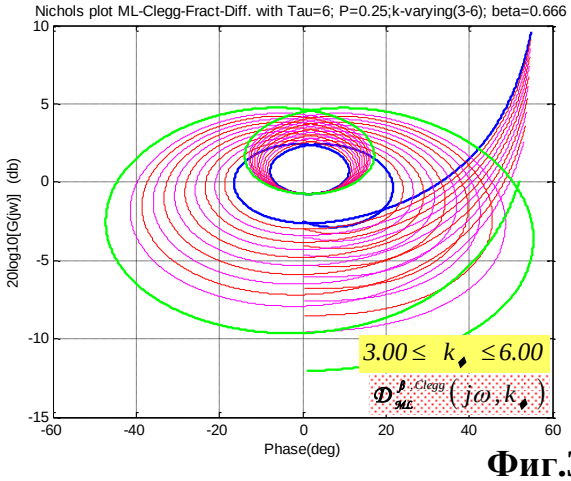
Фиг.28.



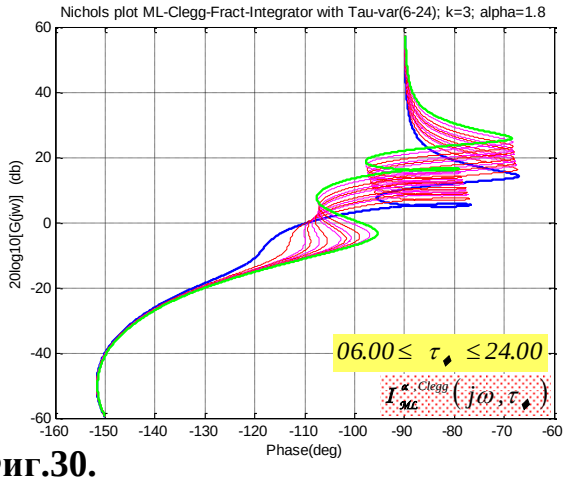
Фиг.32.



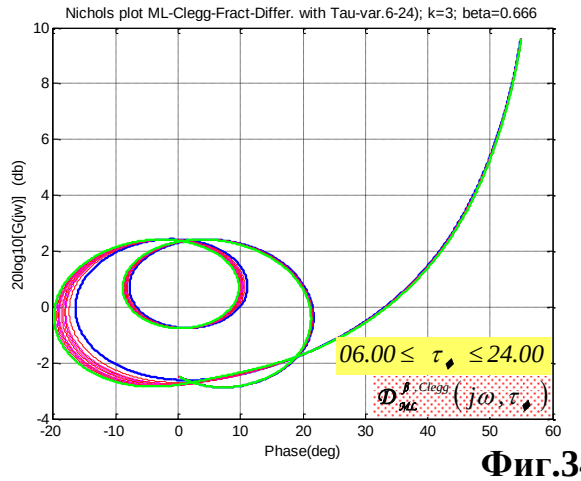
Фиг.29.



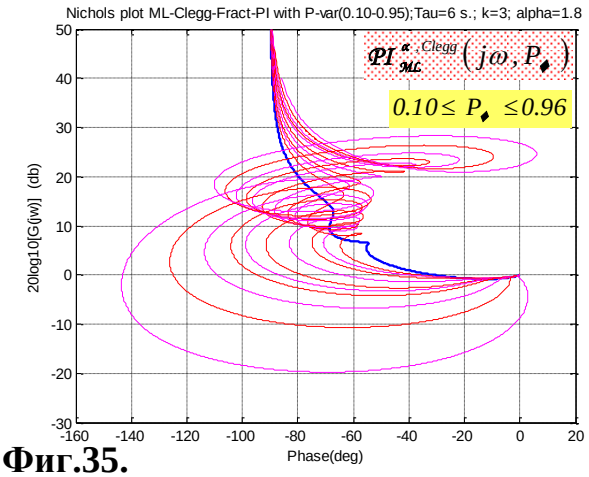
Фиг.33.



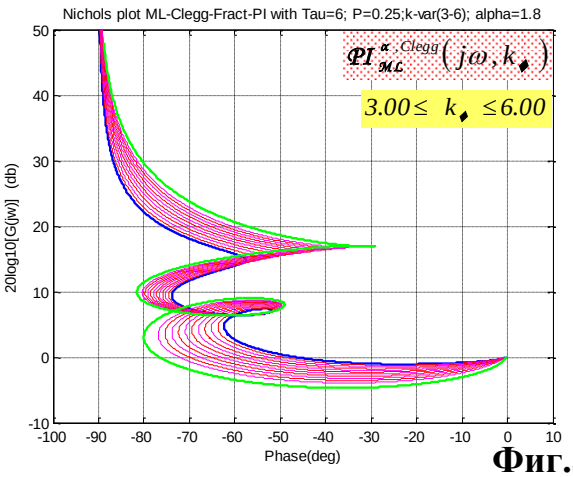
Фиг.30.



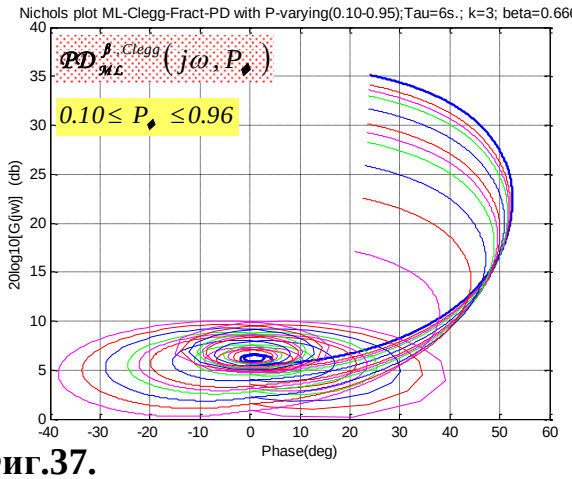
Фиг.34.



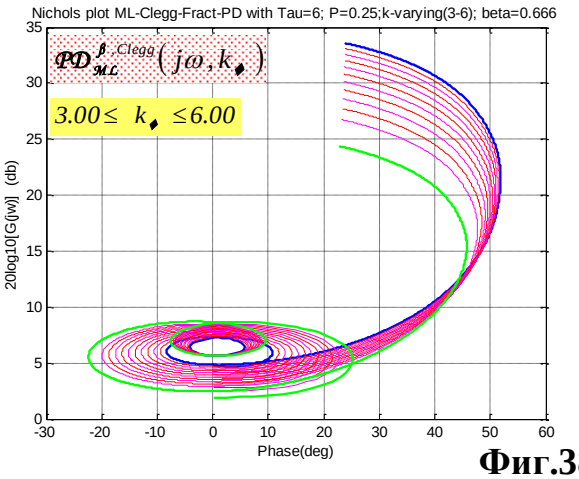
Фиг.35.



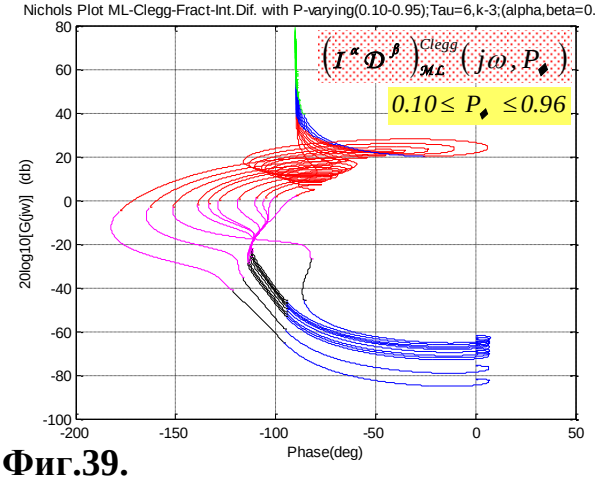
Фиг.36.



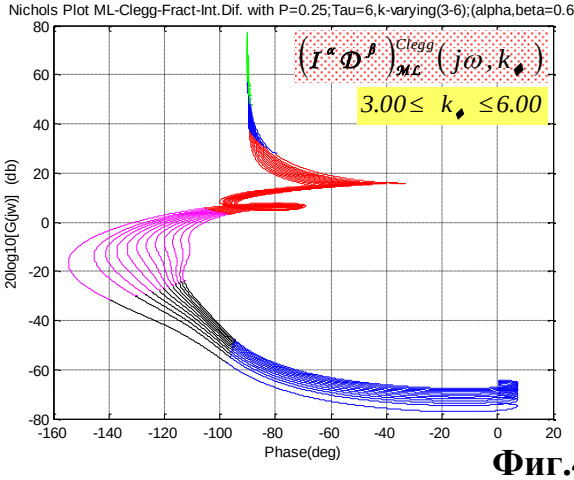
Фиг.37.



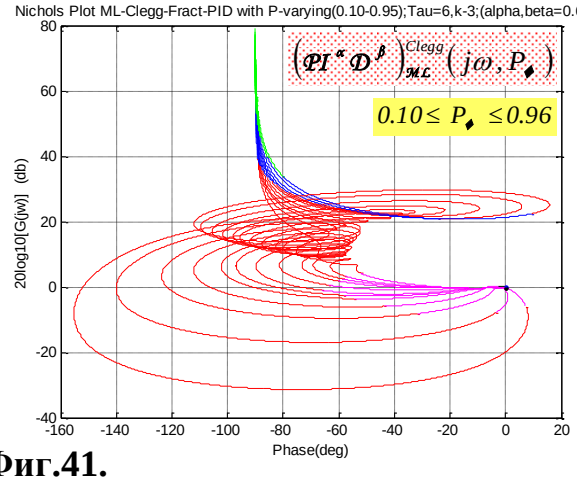
Фиг.38.



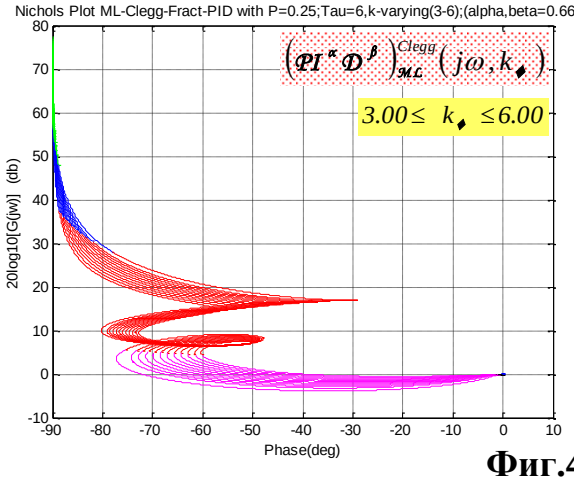
Фиг.39.



Фиг.40.



Фиг.41.



Фиг.42.

Като функции на: $P_\blacklozenge$ -***reset***-фактора; $\kappa_\blacklozenge$ -***reset***-коефициента; $\tau_\blacklozenge$ -***reset***-закъснението, честотните характеристики на ***фракталните Clegg-*** $I^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{D}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PD}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$ ***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен [19] аналогов ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (фиг.6) са показани в параметричен ***2D***-плот на фиг.27÷фиг.42. Паралелната параметрична визуализация на характеристиките им за едни и същи условия

$$\left(0.1\le\alpha\le1.9\ ;\ 0.1\le\beta\le1.9\ ;0.10\le P_\blacklozenge\le0.96\ ;\ 3.00\le k_\blacklozenge\le6.00\ ;06.00\le\tau_\blacklozenge\le24.00\right),$$

където α, β е непълният дробен ред на операторите за интегриране и диференциране (табл.1), позволява директен сравнителен анализ на техните свойства за диапазоните на визуализация на: $P_\blacklozenge$ -***reset***-фактора ($P_\blacklozenge\in[0.01,\ 0.99]$); $\kappa_\blacklozenge$ -***reset***-коефициента ($\kappa_\blacklozenge>0$); $\tau_\blacklozenge$ -***reset***-закъснението.

ДИСКУСИЯ И ИЗВОДИ

Очевидно е, че увеличаването на традиционния брой на параметри за всеки от предлаганите в разработката фрактални алгоритми за управление с $\kappa_\blacklozenge, \tau_\blacklozenge, P_\blacklozenge$ разширява функционалните възможности на фракталните ***ℳℒ-Clegg-регулатори*** (33)÷(38) в тяхното приложение в системите за управление в сравнение с традиционните и фрактални регулатори. Резултатите от параметризацията на характеристиките на ***фракталните ℳℒ-Clegg***-алгоритми (33)÷(38) налагат следните изводи:

■ ***Reset***-честотата (позицията) на инфлексната точка (***reset***-точката) е функция на модела на ***reset***-закъснението $\tau_\blacklozenge$ в структурата на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор); стойността на ***reset***-честотата $\omega_\blacklozenge$ (или $T_\blacklozenge^{-1}$) е постоянна при постоянна стойност на ***reset***-закъснението $\tau_\blacklozenge$; колкото стойността на ***reset***-закъснението $\tau_\blacklozenge$ е по-голяма, толкова стойността на ***reset***-честотата $\omega_\blacklozenge$ е по-малка и обратно; с увеличаване на стойността на ***reset***-закъснението $\tau_\blacklozenge$, ***reset***- точката в честотните характеристики са измества наляво и обратно;

■ Размахът (фазовото отклонение от 90 градуса) в характеристиката на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) е функция на:

- стойността на $\kappa_\blacklozenge$ - колкото стойността на ***reset***-коефициента $\kappa_\blacklozenge$ е по-голяма толкова по-голям е размахът и обратно;
- модела на $T_\blacklozenge$ - колкото стойността на ***reset***-закъснението $T_\blacklozenge$ е по-голяма, толкова по-голям е размахът и обратно;
- стойността на $P_\blacklozenge$ - колкото стойността на ***reset***-фактора $P_\blacklozenge$ е по-голяма, толкова е по-голям размахът на отклонението;

■ Честотата (позицията) на инфлексната точка (***reset***-точката) на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) не е функция на ***reset***-коефициента $\kappa_\blacklozenge$ на ***Clegg***-интегратора (диференциатора);

■ Честотата (позицията) на инфлексната точка (***reset***-точката) на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) не е функция на ***reset***-фактора $P_\blacklozenge$ на фракталния ***Clegg***-интегратора (диференциатора);

■ Честотата (позицията) на инфлексната точка (***reset***-точката) на фракталния ***Clegg***-интегратор (диференциатор) съвпада изцяло с честотата (позицията) на инфлексната точка (***reset***-точката) на ***PI***(***PD***)-регулатора с ***фракталнен ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор);

■ Ефективността на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) се определя с модула от разликата в характеристиките на фракталния ***Clegg***-интегратор (диференциатор) и на традиционния интегратор (диференциатор) при едни и същи други условия, и се дължи на това, че хармоничната преходна характеристика на традиционния интегратор има единствено и само положителни стойности в амплитудата си, докато ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) може да има и отрицателни стойности;

■ Ефективността на ***фракталния ℳℒ-Clegg***-интегратор (диференциатор) е толкова по-голяма при едни и същи други условия, колкото е по висока стойността на ***reset***-честотата ω_r (колкото е по-малка стойността на T_r).

Разработка е представена с три неразделни части. В първата са разгледани въпросите за конфигурацията и функционалния анализ на ***фрактални ℳℒ-Clegg***-оператори и регулатори. Настоящата втора част разглежда въпросите за функционалната параметризация на конфигурираните чрез ***Alain Oustaloup***-апроксимиращи полиномиални честотно ограничени оператори (19) ÷ (20) **[15 ÷ 17]** и алгоритми (21) ÷ (26) **[20]**, линейни ***фрактални Clegg-*** $I^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{D}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PD}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$- ***алгоритми*** (33) ÷ (38) с линеен **[19]** аналогов ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) по структурата, показана на фиг.6. Третата част на разработката разглежда метода и алгоритмите за синтез на алгоритмите (33) ÷ (38), както и тяхното приложение в системите за ***Reset***-управление с робастен анализ на резултатите.

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Baños, A. Barreiro (2012), ***Reset Control Systems,*** in: Advances in Industrial Control, © 2012 Springer, ISBN-10: 144712216X, ISBN-13: 978-1447122166, 348 p.

[2] A. Baños, A. Vidal (2012), ***Design of reset control systems: the PI-CI compensator***, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, © 2012 American Society of Mechanical Engineers, ISSN:0022-0434, Vol 134 (5) (2012), pp. 310-380

[3] A. Baños, J. Carrasco, A. Barreiro (2011), ***Reset Times-Dependent Stability of Reset Control Systems***, IEEE Trans. Autom. Control 56 (1) (2011) pp. 217-223

[4] A. Barreiro, A. Baños (2012), ***Sistemas de Control basados en Reset***, Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, © 2012 Elsevier, ISSN: 1697-7912, Vol 9 (2012) 329-346

[5] C. V. Hollot (1997), ***Revisiting Clegg Integrators: Periodicity, Stability and IQCs***, System Structure and Control, © 1997 IFAC Bucharest, Romania, 1997, pp. 31-38

[6] D. Nesic, L. Zaccarian, A.R. Teel (2008), ***Stability Properties of Reset Systems***, Automatica, © 2008 Elsevier, ISSN: 0005-1098, 4 (8) (2008) pp. 2019-2026

[7] Guo Y., W. Gui, Ch. Yang, L. Xie (2010), ***Stability Analysis and Design of Reset Control Systems with Discrete-Time Triggering Conditions***, Automatica, © 2010 Elsevier, ISSN: 0005-1098, Vol 48 (2010), pp. 528-535

[8] Guo Y., Wang Y., Xie L., Zheng J. (2009), ***Stability Analysis and Design of Reset Systems: Theory and an Application***, Automatica, © 2009 Elsevier, Vol 45 (2), pp. 492-497

[9] J. C. Clegg (1958), ***A nonlinear Integrator for Servomechanisms***, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers 11 (1958), Part II: Applications and Industry, © 1958 IEEE, Volume: 77, Issue: 1, March 1958, pp. 41-42

[10] M. A. Davó, A. Baños (2016), ***Reset Control of Integrating Plus Dead Time Processes***, Journal of Process Control, © 2016 Elsevier, ISSN: 0959-1524, Vol. 38 (2016) pp. 22-30

[11] Kiryakova V. S. (1993), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, © CRC Press; (December 27, 1993), ISBN: 0582219779, 360 p.

[12] Kiryakova V. S., Srivastava H. M. (1993), ***Generalized (multiple) Riemann-Liouville Fractional Different-Integrals and Their Use in Univalent Function Theory***, In: "Analysis, Geometry and Groups: a Riemann Legacy Volume", © Hadronic Press, Inc., (Florida, USA - ISBN 0-911767-59-2), 1993, part. 1, 191 p.
[13] Kiryakova V. S. (1994), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, Pitman Research Notes in Mathematics Series No. 301, Longman Scientific and Technical, © Harlow, Essex, 1994, ISBN: 0-470-20777-9, 260 p.
[14] Kiryakova V. S. (1997), ***All the Special Functions are Fractional Different-Integrals of Elementary Functions***, Journal Physics A: Math. & General, 1997, 30, No 14, Online ISSN: 1361-6447, Print ISSN: 0305-4470, 5085-5103
[15] Oustaloup A. (1991), ***La commande CRONE (commande robuste d'ordre non entier)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571, 495 p.,
[16] Oustaloup A. (1994), ***La robustesse (analyse et synthèse de commandes robustes)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN-10: 2866014421, ISBN-13: 978-2866014421, 530 p.
[17] Oustaloup A. (1995), ***La dérivation non entière (théorie, synthèse et applications)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-456-1, ISBN 0989-3571, 508 p.
[18] Nikolova N., Nikolov E. (2008), ***ML-Structures in the Repetitive Robust Control Systems,*** Journal Cybernetics and Information Technologies Journal, © 2008 Bulgarian Academy of Science, ISSN 1311-9702, Vol. 8 (2008), No 1, pp. 44-64
[19] Nikolov E. (2018), ***Clegg-Operators for Integration and Differentiation. Generalized Reset-Control - part 1, part 2***, Journal Proceedings of Technical University of Sofia, Volume 68, Issue 3, 2018, © 2018 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 1311-0829, pp. 47-64
[20] Nikolov E. (2004), ***Fractional Order Control Algorithms and Controllers***, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p.

Автор: Емил Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*
Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Нина Николова

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ФРАКТАЛНИ *ML Clegg*-ОПЕРАТОРИ, РЕГУЛАТОРИ И ОБОБЩЕНО *ML Reset*-УПРАВЛЕНИЕ - част 3 (синтез, приложение, робастен анализ)

Емил Николов

Резюме: *В тази работа са предложени, изследвани и анализирани фрактални* ***ML-Clegg****-интегратори и диференциатори с алгоритъм за нулиране и инвертиране. Техните потенциални предимства са доказани, когато се използват в индустриалните системи за управление. Предложени са нови линейни фрактални* ***ML-Clegg****-оператори за интегриране и диференциране, метод и критерий за структурната им конфигурация и настройка. Разработени и изследвани са* ***ML-Reset****-регулатори и* ***ML-Reset****-системи за управление от непълен ред.*
Ключови думи: *Линейни фрактални* ***ML-Clegg****-оператори за интегриране и диференциране, фрактални* ***ML-Reset****-регулатори, качество на фрактални* ***ML-Reset****-системи за управление.*

FRACTIONAL ORDER *ML Clegg*-OPERATORS, CONTROLLERS AND *ML Reset* CONTROL - part 3 (synthesis, application, robust analysis)

Emil Nikolov

Abstract: *In this work, are proposed, researched and analyzed* ***ML-Clegg****-integrator and differentiators with a reset mechanism has been explored. Its potential advantages have been proven, when used in the industrial control systems. New linear fractional ML-Clegg operators for integration and differentiation are proposed, a method and criterion for its structural configuration and setting. Fractional* ***ML-Reset****-Controllers and* ***ML-Reset****-Control Systems have been developed and researched.*
Key words: *Linear fractional* ***ML-Clegg*** *operators for integration and differentiation,* ***ML-Reset****-Controllers, Quality of* ***ML-Reset****-Control System*

ВЪВЕДЕНИЕ

Разработка е представена с три неразделни части. В първата от тях са разгледани въпросите за конфигурацията и функционалния анализ на фрактални ***ML Clegg***-оператори и регулатори. Втората част разглежда въпросите за функционалната параметризация на конфигурираните чрез ***Alain Oustaloup***-апроксимиращите полиномиални честотно ограничени оператори (19)÷(20) **[15÷17]** и алго-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

ритми (21)÷(26) [20], линейни ***фрактални Clegg-*** $I^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{D}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PD}^{\beta,Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$-, $\left(\mathcal{PI}^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\right)^{Clegg}_{\mathcal{ML}}$***-алгоритми*** (33)÷(38) с линеен [19] аналогов ***Reset***-ключ $\mathcal{ML}_{switch}$ (10) по структурата, показана на фиг.6. Настоящата е третата част на разработката, в която се разглеждат методите и алгоритмите за синтез на фракталните $\mathcal{ML}$-***Clegg***-регулатори (33)÷(38) и тяхното приложение в системите за ***Reset***-управление с робастен анализ на резултатите.

АНАЛИТИЧЕН СИНТЕЗ НА ФРАКТАЛНИ *Clegg*-АЛГОРИТМИ В $\mathcal{ML}$ *Reset*-СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

За основа проектирането на $\mathcal{ML}$ ***Reset***-системи за управление с фрактални $\mathcal{ML}$-***Clegg***-регулатори (фиг.43), работата използва метода на °***полиномиалната рекурсивна апроксимация***° с алгоритъм [20] за аналитичен синтез (51), (52), при критерий за качество °***робастна устойчивост и робастно качество с вертикален профил на Nichols-характеристиката със зададени запаси на устойчивостта***°, където зависимостите (53)÷(60) са изисквания към параметрите (50) на примерен фрактален $I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}$-алгоритъм [20], илюстриращ в общ вид синтеза на фрактален $I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}$-регулатор от непълен дробен ред α, β (25).

$$I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}=\left(\frac{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hI}\right)^{-1}}\right)^{\alpha}\prod_{i=1}^{N}\left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega'_{Ii}\right)^{-1}}\right)+\left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{hD}\right)^{-1}}\right)^{\beta}\prod_{j=1}^{M}\left(\frac{1+p\left(\omega'_{Dj}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-1}}\right),\quad (50)$$

$$\forall\omega\left(\bar{\ell}_a,\bar{\ell}_m\right)\in\left[\omega_{IA},\omega_{DB}\right],\{0<\alpha<1\};\{0<\beta<1\};I^{\alpha}\mathcal{D}^{\beta}\underset{\{\sigma=const\}}{\Leftrightarrow}G^{*}$$

$$N\geq 5;\quad n'=2\left(1-(\pi)^{-1}PM_m^{nom}\right),\quad (51)$$

$$\omega_u>250\,\omega_c;\quad \alpha(\beta)=n-n'=n-2(\pi)^{-1}arc\,sin\left(GM_m^{nom}\right)^{-1},\quad (52)$$

$$\omega_{IA}=0.1\,\omega_u,\ \omega_{DA}=1.1\,\omega_u;\quad \lambda=\left(\omega_h\,\omega_b^{-1}\right)^{(0.1+\alpha(\beta))},\quad (53)$$

$$\omega_{IB}=0.9\omega_u,\ \omega_{DB}=10\omega_u;\quad \eta=\left(\left(\omega_h\,\omega_b^{-1}\right)^{N^{-1}}\right)^{(0.9-\alpha(\beta))},\quad (54)$$

$$\omega_b=0.2\,\omega_A,\ \omega_0=0.85\omega_{Ib};\quad \omega'_{i+1}=(\lambda\eta)^i.\eta^{0,5}\,\omega_b,\quad (55)$$

$$\omega_h=1,2\,\omega_B;\quad \omega_{i+1}=(\lambda\eta)^i.\lambda.\eta^{0,5}\,\omega_b,\quad (56)$$

$$\left(\omega'_{Ii}\right)^{-1}>\left(\omega_{Ii}\right)^{-1}>\left(\omega_0\right)^{-1};\quad \left(\omega'_{Di}\right)^{-1}>\left(\omega_{Di}\right)^{-1},\quad (57)$$

$$\left(\omega'_{Di}\right)^{-1}>\left(\omega_{Di}\right)^{-1}>\left(\omega'_{Ii}\right)^{-1};\quad \left(\omega'_{Ii}\right)^{-1}>\left(\omega_{Ii}\right)^{-1}>\left(\omega_0\right)^{-1},\quad (58)$$

$$\omega_u>\omega_c;\omega_u\geq 250\omega_c;\quad \omega_A>\omega_c;\quad \omega_B>>\omega_c;\quad 0.5\left(\omega_{IA}-\omega_{DB}\right)\leq\left(\omega_u-\omega_c\right),\quad (59)$$

$$\omega_b>\omega_c;\omega_b<\omega_A;\quad \omega_h>\omega_B;\quad (\lambda\eta)_{opt}=3.98;\quad \left(\omega_h/\omega_b\right)_{opt}=250\div 600,\quad (60)$$

В описанията (50)÷(60) са използвани означенията:

i,j	-брояч на съставящите в апроксимиращия полином (цели числа);
M,N	-брой на участващите форсиращи звена в апроксимиращия полином (цели числа);
GM_m^{nom}, PM_m^{nom}	-желани стойности на запаси на устойчивостта по модул и фаза на проектираната номинална $\mathcal{ML}$ ***Reset***-система;
$\left(\omega_i\right)^{-1},\left(\omega'_i\right)^{-1}$	-времеконстанти на участващите форсиращи звена в апроксимиращия полином (реални, положителни числа);

ω_u , ω_c	-единична честота на регулатора; срязваща честота на обекта ;
n'	-ред на модела на обекта;
$\hat{G}^*$, $e^{-\tau^* p}$	-рационална и ирационална съставящи в номиналния модел G^*;
ω_b , ω_h	-най-ниска и най-висока честота на апроксимацията;
ω_A , ω_B	-долна и горна честота на диапазона на апроксимацията;
λ , η	-рекурсивни фактори (показатели на рекурсията) .

Разгледаният алгоритъм за аналитичен синтез (50)÷(60) [20] се прилага универсално при проектирането на всеки от разгледаните фактални регулатори (21)÷(26), (27)÷(32), (33)÷(38). Синтезът на ***фракталните ℳℒ-Clegg-регулатори*** (33)÷(38) отчита и резултатите от настоящото изследване при параметризацията на тези алгоритми (фиг.11)÷(фиг.42), изложени във втората част на разработката, свързани със стойностите на: ***reset***-фактора $P_{\blacklozenge}$; ***reset***-коефициента $\kappa_{\blacklozenge}$; ***reset***-закъснението $\tau_{\blacklozenge}$.

ПРИЛОЖЕНИЯ НА ФРАКТАЛНИ ℳℒ-Clegg-АЛГОРИТМИ В *Reset*-СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ. ЧИСЛЕН ПРИМЕР. АНАЛИЗ И РОБАСТЕН АНАЛИЗ

За конкретен примерен обект за управление G , представен с номиналния G^* (61) и смутения на най-горна граница $G^{\blacksquare}$ (62) модели, са синтезирани четири системи за управление (фиг.43) при критерий за качество ***°апериодичен преходен процес°*** и ***°робастна устойчивост и робастно качество с вертикален профил на Nichols-характеристиката със зададени запаси на устойчивостта°***: ● традиционна ***PI-система*** с PI -регулатор (63); ● ***ℳℒ-Clegg-PI-система*** с $PI_{\mathcal{ML}}^{Clegg}$ -регулатор (64); ● ***фрактална PI-система*** с $\mathcal{PI}^{\alpha}$ -регулатор (65); ● ***фрактална ℳℒ-Clegg-PI-система*** с $\mathcal{PI}_{\mathcal{ML}}^{\alpha,Clegg}$ -регулатор (66).

Системите (64)÷(66) са моделирани, а резултатите от симулацията на моделите им са показани на фиг.44÷фиг.51.

$$G^*(p) = k^*\left(T^* p+1\right)^{-1} e^{-p\tau^*} = 0.7235\left(4p+1\right)^{-1}\left(9p^2+3p+1\right)^{-1}$$
$$\left(e^{-\tau p} \hat{=} \left(1+\left(p\tau/3\right)\right)^{-3} \hat{=} \left(1+p\right)^{-3}, \left(\tau=\tau^*=3,s\right)\right) \qquad (61)$$

$$G^{\blacksquare}(p) = k^{\blacksquare}\left(T^{\blacksquare} p+1\right)^{-1} e^{-p\tau^{\blacksquare}} = 3.7235\left(4p+1\right)^{-1}\left(18p^2+6p+1\right)^{-1}$$
$$\left(e^{-\tau p} \hat{=} \left(1+\left(p\tau/3\right)\right)^{-3} \hat{=} \left(1+2p\right)^{-3}, \left(\tau=\tau^{\blacksquare}=6,s\right)\right) \qquad (62)$$

$$PI(p) = k_i\left(1+T_i p\right)\left(T_i p\right)^{-1} ; \left(k_i=0.50 ; T_i=3\,sec\right) \qquad (63)$$

$$PI_{\mathcal{ML}}^{Clegg}(p) = k\left(1+\left(\left(T_i p\right)^{-1}\left(1+P_{\blacklozenge}\,\mathcal{ML}_{switch}\right)\right)\right) = f\left(P_{\blacklozenge i}, \kappa_{\blacklozenge i}, \tau_{\blacklozenge i}\right),$$
$$k_i=0.40 ; T_i=3\,sec ; \kappa_{\blacklozenge i}=1.00 ; P_{\blacklozenge i}=0.0198 ; \tau_{\blacklozenge i}=6.2831\,sec ; \omega_{\blacklozenge i}=1\,rad/sec \qquad (64)$$

$$\mathcal{PI}^{\alpha}(p) = \mathcal{PI}^{0,444555}(p) = k_i\left(1+\frac{\left(0.1587598241\ p+1\right)}{\left(0.2803813507\ p+1\right)}\frac{\left(0.0441682669\ p+1\right)}{\left(0.0780043591\ p+1\right)}\times\right.$$
$$\left.\times\frac{\left(0.01228796905\ p+1\right)}{\left(0.02170144355\ p+1\right)}\frac{\left(0.0034186123\ p+1\right)}{\left(0.0060375170\ p+1\right)}\frac{\left(0.0009510856\ p+1\right)}{\left(0.0016796860\ p+1\right)}\right);$$
$$\left(k_i=0.50 ; \alpha=0,444555 ; N=5\right) \qquad (65)$$

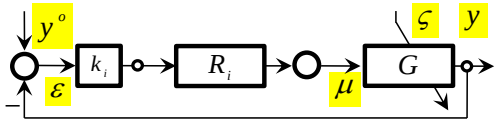
$$\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}(p) = k_i\left(1+\left(\mathcal{I}^{\alpha}(p)(1+P_{\phi}\,\mathcal{ML}_{switch})\right)\right) = f\left(P_{\phi i},\kappa_{\phi i},\tau_{\phi i}\right),$$

$$\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}(p) = k_i\left(1+\frac{(0.1587598241\ p+1)}{(0.2803813507\ p+1)}\frac{(0.0441682669\ p+1)}{(0.0780043591\ p+1)}\times\right.$$

$$\left.\times\ \frac{(0.0122879690\ p+1)}{(0.0217014435\ p+1)}\frac{(0.0034186123\ p+1)}{(0.0060375170\ p+1)}\frac{(0.0009510856\ p+1)}{(0.0016796860\ p+1)}\times(1+P_{\phi}\,\mathcal{ML}_{switch})\right); \qquad (66)$$

$$\left(k_i=0.50\ ;\ \alpha=0,444555\ ;\ N=5\ ;\ \kappa_{\phi i}=1.00\ ;\ P_{\phi i}=0.0198\ ;\ \tau_{\phi i}=6.2831\ sec\ ;\ \omega_{\phi i}=1\ rad/sec\right)$$

Фиг.43.



Сравнителният анализ на свойствата на системите с алгоритми за управление (64)÷(66), въз основа на техните характеристики (фиг.44, фиг.45) в ***стационарен параметричен режим***, определя съотношенията и на времевите, и на честотните количествени показатели на качеството (време на регулиране $t_p^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, $t_p^{\mathcal{PI}^{\alpha}}$, $t_p^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, t_p^{PI}; степен на минимизация на пререгулиране $\sigma^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}}$; запаси на устойчивостта по модул $GM^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, $GM^{\mathcal{PI}^{\alpha}}$, $GM^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, GM^{PI} и по фаза $PM^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, $PM^{\mathcal{PI}^{\alpha}}$, $PM^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}}$, PM^{PI}) на сравняваните ***Reset-*** и традиционна системи. Резултатите от изследването в стационарен параметричен режим (фиг.44, фиг.45) са обобщени със съотношенията (67)÷(69). Те еднозначно определят и доказват превъзходството на качеството на ***Reset-системите*** пред това на традиционните системи, отразено със съответните количествени показатели.

$$t_p^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}} << t_p^{\mathcal{PI}^{\alpha}} << t_p^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}} << t_p^{PI},\ \left(\sigma^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}}\to 0\right) \qquad (67)$$

$$GM^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}} >> GM^{\mathcal{PI}^{\alpha}} >> GM^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}} >> GM^{PI} \qquad (68)$$

$$PM^{\mathcal{PI}^{\alpha,Clegg}_{\mathcal{ML}}} >> PM^{\mathcal{PI}^{\alpha}} >> PM^{PI^{Clegg}_{\mathcal{ML}}} >> PM^{PI} \qquad (69)$$

Свойствата на системите с алгоритми за управление (64)÷(66), въз основа на техните характеристики (фиг.46÷фиг.51) в условията на ***априорна неопределеност и нестационарен параметричен режим*** са изследвани с аналитичния инструментариум на**:**

- Проведения ***честотен Nyquist-*** (фиг.46) и ***Black-Nichols-робастен анализ*** (фиг.47) по характеристиките на номиналните $W*$ и на смутените на най-горна граница $W^{\blacksquare}$ (70) отворени системи на изискванията за робастната устойчивост (76) и за робастно качество (77) в условията на априорна неопределеност моделирана с кръгове $\pi(j\omega)$ (73) по окръжности $\pi^0(j\omega_i)$ (74) с радиуси $r^0(\omega_i)$ (75) и центрове в точките ω_i от ходографа $W*$**;**
- Проведения ***комбинирания честотен Nyquist-*** (фиг.48) и ***Black-Nichols-робастен анализ*** (фиг.49) по характеристиките на номиналните $W*$ и на смутените на най-горна граница $W^{\blacksquare}$ (70) отворени и затворени системи (64)÷(66), съобразно изискванията за робастна устойчивост (76) и за робастно качество (77) на затворените системи, и на изискванията за робастната устойчивост RS (76) и за робастно качество RP (77)**;**
- Определянето на ***запасите*** (фиг.50) ***на робастна устойчивост*** $k_{M\,SOL}$ (78) и на ***запасите*** (фиг.51) ***на робастно качество*** $k_{M\,POL}$ (79)**.**

$$W_i^* = R_i G^* \; ; \quad W_i^{\blacksquare} = R_i G^{\blacksquare} \, , \left| W_i^* - W_i^{\blacksquare} \right| = \varsigma \, , \tag{70}$$

$$\left| 1 + G^*(\omega) R_i(\omega) \right| > r^0(\omega), \; \forall \omega, \tag{71}$$

$$\left| 1 + G(\omega) R_i(\omega) \right| \geq \left| 1 + G^*(\omega) R_i(\omega) \right| - r^0(\omega), \; \forall G \in \mathcal{\pi}; \; \forall \omega, \tag{72}$$

$$\pi(j\omega) \in \mathcal{W}(j\omega), (\omega \in [0;\infty)), \tag{73}$$

$$\pi^0(j\omega_i) = \begin{cases} Re^0(\omega_i) = Re^*(\omega_i) + r(\omega_i) \cos \Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \\ Im^0(\omega_i) = Im^*(\omega_i) + r(\omega_i) \sin \Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \end{cases}, \tag{74}$$

$$r^0(\omega_i) = \left| l_a(\omega_i) R(\omega_i) \right| = \left| l_m(\omega_i) R(\omega_i) G^*(\omega_i) \right| , \tag{75}$$

$$RS_i \Rightarrow \left| \eta^*(\omega) \bar{\ell}_m(\omega) \right| < 1 , \; \left(\forall \omega, \omega \in [0,\infty); \; \eta^* = RG^*(1 + RG^*)^{-1} \right) , \tag{76}$$

$$RP_i \Rightarrow \left| \eta^*(\omega) \bar{\ell}_m(\omega) \right| + \left| e^*(\omega) v(\omega) \right| < 1, \; \left(\forall \omega, \omega \in [0,\infty); \; e^* = (1 + RG^*)^{-1} \right), \tag{77}$$

$$k_{M\,SOL}(\omega) = r^0(j\omega) \left| 1 + R(j\omega) G^*(j\omega) \right|^{-1} \leq 1 \, , \; (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)) \, , \tag{78}$$

$$k_{M\,POL}(\omega) = \left(\left| 1 + R(j\omega) G^*(j\omega) \right| - r^0(j\omega) \right) \left| 1 + R(j\omega) G^{\blacksquare}(j\omega) \right|^{-1} \leq 1 \, , (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)). \tag{79}$$

Резултатите (80)÷(83) от проведеното изследване (фиг.46÷фиг.51) на свойствата на системите с алгоритми (64)÷(66) в условията на априорна неопределеност и нестационарен параметричен режим показват, че за диапазоните на параметрични флуктуации (61)÷(62) системите са с робастна устойчивост RS_i и робастно качество RP_i (76)÷(77).

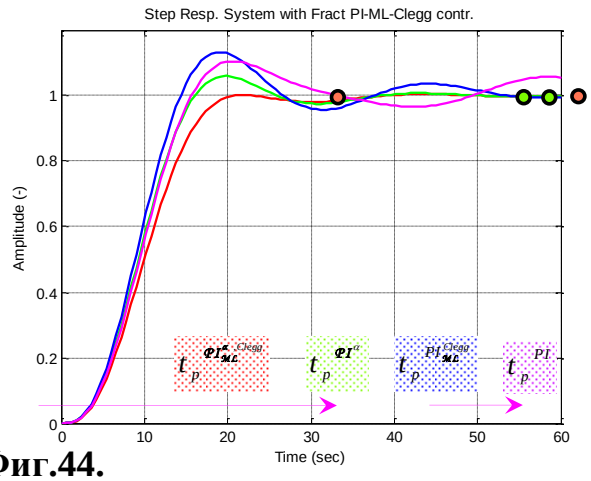
Резултатите, обобщени с (80)÷(83), еднозначно доказват превъзходството на качеството на ***Reset-системите*** пред това на традиционните системи, отразено със съответните количествени показатели.

$$RS^{PI^{\alpha}_{ML}, Clegg}(\omega) < 1 \; ; \; RS^{PI^{\alpha}}(\omega) < 1 \; ; \; RS^{PI^{Clegg}_{ML}}(\omega) < 1 \; ; \; RS^{PI}(\omega) < 1 \, , \; (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)), \tag{80}$$

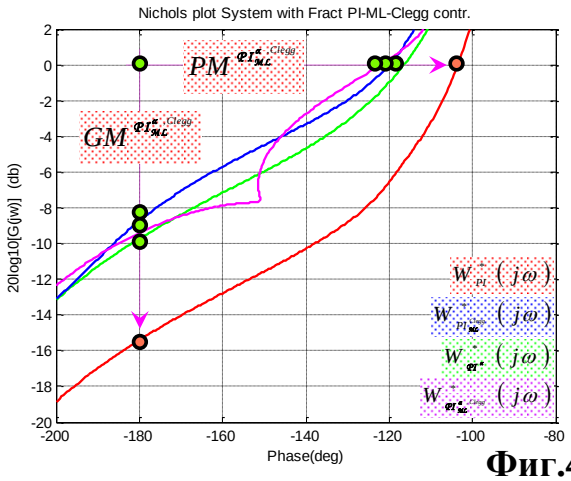
$$RP^{PI^{\alpha}_{ML}, Clegg}(\omega) < 1 \; ; \; RP^{PI^{\alpha}}(\omega) < 1 \; ; \; RP^{PI^{Clegg}_{ML}}(\omega) < 1 \; ; \; RP^{PI}(\omega) < 1 \, , \; (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)), \tag{81}$$

$$k^{PI^{\alpha}_{ML}, Clegg}_{M\,SOL}(\omega) << k^{PI^{\alpha}}_{M\,SOL}(\omega) << k^{PI^{Clegg}_{ML}}_{M\,SOL}(\omega) << k^{PI}_{M\,SOL}(\omega) \, , \; (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)), \tag{82}$$

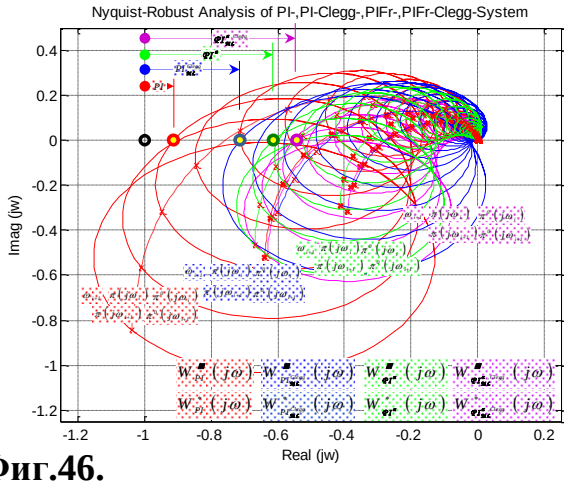
$$k^{PI^{\alpha}_{ML}, Clegg}_{M\,POL}(\omega) << k^{PI^{\alpha}}_{M\,POL}(\omega) << k^{PI^{Clegg}_{ML}}_{M\,POL}(\omega) << k^{PI}_{M\,POL}(\omega) \, , \; (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)) \, . \tag{83}$$



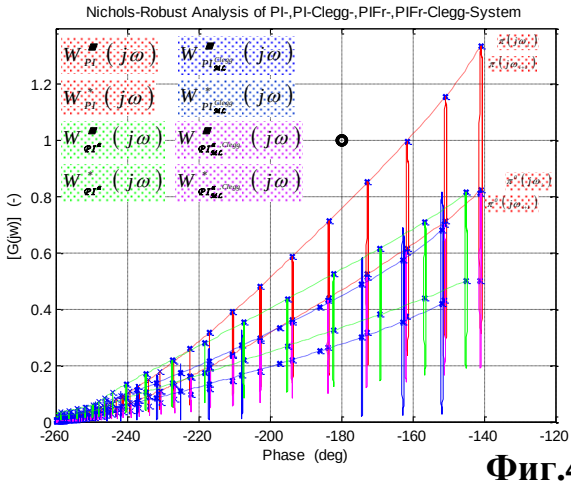
Фиг.44.



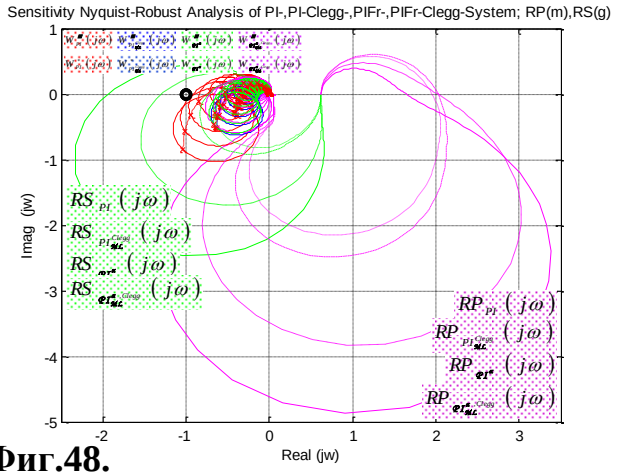
Фиг.45.



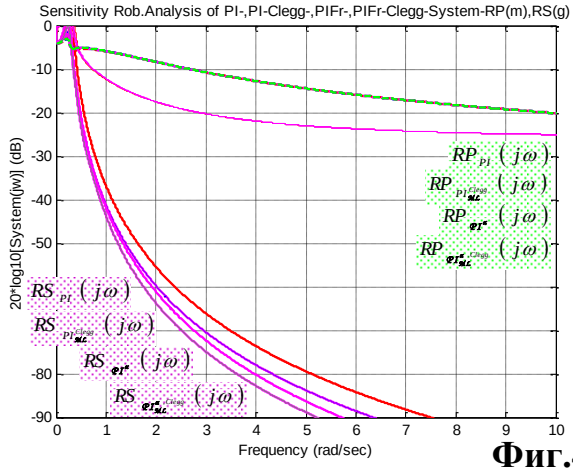
Фиг.46.



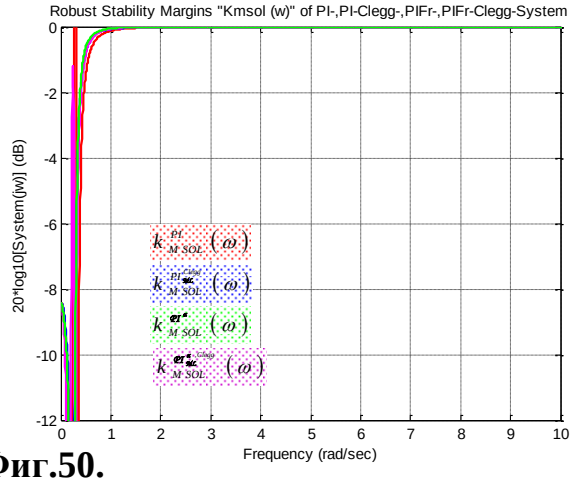
Фиг.47.



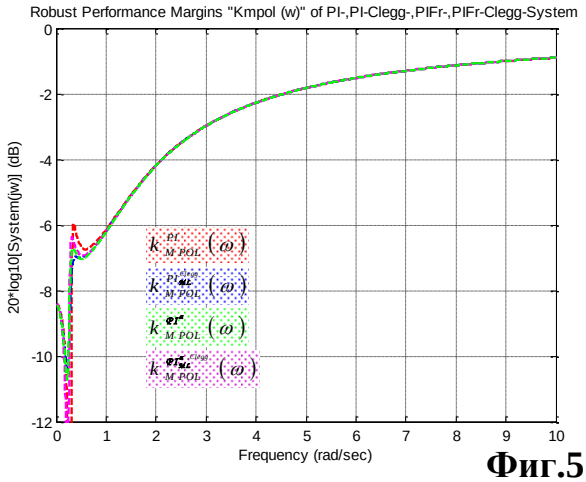
Фиг.48.



Фиг.49.



Фиг.50.



Фиг.51.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новото и оригинално в настоящата разработка се състои в:

■ Конфигурацията на ***фрактални ℳℒ-Clegg-оператори*** за интегриране и диференциране и на ***фрактални ℳℒ-Clegg*** $I_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PI}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PD}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{ID}_{\mathcal{ML}}$- и $\mathcal{PID}_{\mathcal{ML}}$***-алгоритми за управление***, основаващи се на линейния ключ **[19]** $\mathcal{ML}_{switch}$ и на оператори от теорията на обобщеното дробно смятане **[11 ÷ 14]** с техните рационални честотно ограничени полиномиални апроксимации **[15 ÷ 17]**, **[20]**;

■ Анализа на свойствата на ***фрактални ℳℒ-Clegg*** $I_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{D}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PI}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{PD}_{\mathcal{ML}}$-, $\mathcal{ID}_{\mathcal{ML}}$- и $\mathcal{PID}_{\mathcal{ML}}$***-регулатори*** чрез параметризация на техните характеристики във функция от променливите в настройката (α, β, $P_{\blacklozenge}$, $\kappa_{\blacklozenge}$, $\tau_{\blacklozenge}$);

■ Метода на ***°полиномиална рекурсивна апроксимация°*** с реализиращия го алгоритъм за аналитичен синтез на ***фрактални ℳℒ-Clegg-регулатори*** при критерий за качество ***°робастна устойчивост и робастно качество с вертикален профил на Nichols-характеристиката със зададени запаси на устойчивостта°***, предложен за проектирането на фрактални ***ℳℒReset***-системи;

■ Резултатите от проектирането на традиционни и на фрактални ***ℳℒ Reset***-системи за управление на примерен обект в конкретен числен пример като изследване и потвърждение на възможностите за приложение на разработените ***фрактални ℳℒ-Clegg-регулатори***;

■ Анализа (фиг.44 ÷ фиг.51) на проектираните традиционни и фрактални ***ℳℒ Reset***-системи за управление с ***фрактален ℳℒ-PI-Clegg-регулатор*** в стационарен параметричен режим (67) ÷ (69) и в условията на априорна неопределеност и нестационарен параметричен режим (80) ÷ (83).

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Baños, A. Barreiro (2012), ***Reset Control Systems,*** in: Advances in Industrial Control, © 2012 Springer, ISBN-10: 144712216X, ISBN-13: 978-1447122166, 348 p.

[2] A. Baños, A. Vidal (2012), ***Design of reset control systems: the PI-CI compensator***, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, © 2012 American Society of Mechanical Engineers, ISSN:0022-0434, Vol 134 (5) (2012), pp. 310-380

[3] A. Baños, J. Carrasco, A. Barreiro (2011), ***Reset Times-Dependent Stability of Reset Control Systems***, IEEE Trans. Autom. Control 56 (1) (2011) pp. 217-223

[4] A. Barreiro, A. Baños (2012), ***Sistemas de Control basados en Reset***, Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, © 2012 Elsevier, ISSN: 1697-7912, Vol 9 (2012) 329-346

[5] C. V. Hollot (1997), ***Revisiting Clegg Integrators: Periodicity, Stability and IQCs***, System Structure and Control, © 1997 IFAC Bucharest, Romania, 1997, pp. 31-38

[6] D. Nesic, L. Zaccarian, A.R. Teel (2008), ***Stability Properties of Reset Systems***, Automatica, © 2008 Elsevier, ISSN: 0005-1098, 4 (8) (2008) pp. 2019-2026

[7] Guo Y., W. Gui, Ch. Yang, L. Xie (2010), ***Stability Analysis and Design of Reset Control Systems with Discrete-Time Triggering Conditions***, Automatica, © 2010 Elsevier, ISSN: 0005-1098, Vol 48 (2010), pp. 528-535

[8] Guo Y., Wang Y., Xie L., Zheng J. (2009), ***Stability Analysis and Design of Reset Systems: Theory and an Application***, Automatica, © 2009 Elsevier, Vol 45 (2), pp. 492-497

[9] J. C. Clegg (1958), ***A nonlinear Integrator for Servomechanisms***, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers 11 (1958), Part II: Applications and Industry, © 1958 IEEE, Volume: 77, Issue: 1, March 1958, pp. 41-42

[10] M. A. Davó, A. Baños (2016), ***Reset Control of Integrating Plus Dead Time Processes***, Journal of Process Control, © 2016 Elsevier, ISSN: 0959-1524, Vol. 38 (2016) pp. 22-30

[11] Kiryakova V. S. (1993), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, © CRC Press; (December 27, 1993), ISBN: 0582219779, 360 p.

[12] Kiryakova V. S., Srivastava H. M. (1993), ***Generalized (multiple) Riemann-Liouville Fractional Different-Integrals and Their Use in Univalent Function Theory***, In: "Analysis, Geometry and Groups: a Riemann Legacy Volume", © Hadronic Press, Inc., (Florida, USA - ISBN 0-911767-59-2), 1993, part. 1, 191 p.
[13] Kiryakova V. S. (1994), ***Generalized Fractional Calculus and Applications***, Pitman Research Notes in Mathematics Series No. 301, Longman Scientific and Technical, © Harlow, Essex, 1994, ISBN: 0-470-20777-9, 260 p.
[14] Kiryakova V. S. (1997), ***All the Special Functions are Fractional Different-Integrals of Elementary Functions***, Journal Physics A: Math. & General, 1997, 30, No 14, Online ISSN: 1361-6447, Print ISSN: 0305-4470, 5085-5103
[15] Oustaloup A. (1991), ***La commande CRONE (commande robuste d'ordre non entier)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571, 495 p.
[16] Oustaloup A. (1994), ***La robustesse (analyse et synthèse de commandes robustes)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN-10: 2866014421, ISBN-13: 978-2866014421, 530 p.
[17] Oustaloup A. (1995), ***La dérivation non entière (théorie, synthèse et applications)***, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-456-1, ISBN 0989-3571, 508 p.
[18] Nikolova N., Nikolov E. (2008), ***ML-Structures in the Repetitive Robust Control Systems,*** Journal Cybernetics and Information Technologies Journal, © 2008 Bulgarian Academy of Science, ISSN 1311-9702, Vol. 8 (2008), No 1, pp. 44-64
[19] Nikolov E. (2018), ***Clegg-Operators for Integration and Differentiation. Generalized Reset-Control - part 1, part 2***, Journal Proceedings of Technical University of Sofia, Volume 68, Issue 3, 2018, © 2018 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 1311-0829, pp. 47-64
[20] Nikolov E. (2004), ***Fractional Order Control Algorithms and Controllers***, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p.

Автор: Емил Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*
Постъпила на 25.03.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Нина Николова

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДВУСВЪРЗАНА РОБАСТНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Нина Г. Николова

Резюме: *В настоящата работа е изследвано приложението на режекторни репетитивни филтри в двусвързаните системи за управление на технологични процеси. Доказана е работоспособността на предложената система и подобрените показатели на качество, робастно качество и филтриращи свойства.*
Ключови думи: *репетитивно управление, качество, филтри с памет*

EXAMINATION OF A TWO-CONNECTION PROCESS CONTROL SYSTEM

Nina G. Nikolova

Abstract: *In the present work, the application of repetitive filters in the two-connection process control systems is examinated. The functionality of the proposed system and the improved performance, robust performance and filtering properties has been proven.*
Keywords: *repetitive control, performance, memory loop*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Репетитивното управление се прилага ефективно в системи за управление на технологични обекти, характеризиращи се с периодични сигнални смущения. В структурата на репетитивния регулатор се използва принципа на вътрешния модел в ***ML***-контура с памет (***Memory Loop***) [1]÷[6] $M_L(p)$ (фиг.1 и фиг.2), който се състои от генератор на периодичен сигнал, позволяващ компенсацията на периодичните смущения с предварително известна и фиксирана стойност на периода T_p. Базовият ***ML***-контур има свойството да „запаметява" честотата на „отсичане" и ефективно да противодейства, благодарение на специфичната си структура като динамична система. За него са в сила са зависимостите (1)-(3):

$$\varepsilon^*(p) = \varepsilon(p) + \varepsilon^\diamond(p) \qquad (1)$$

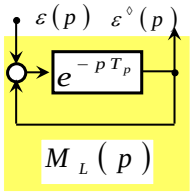
$$M_L(p) = \frac{\varepsilon^\diamond(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-pT_p}}{1-e^{-pT_p}} \qquad (2)$$

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

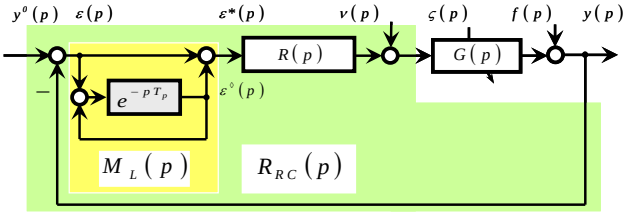
В литературата е известен и усъвършенстван [4] режекторен филтър (фиг.3). Той се отличава от базовия [1]÷[6] по това, че използва модел на закъснение, но в различаваща се структура. За разлика от базовия (4), усъвършенстваният $\mathcal{ML}$-лентов отсичащ филтър с памет (6) е устойчива динамична система.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

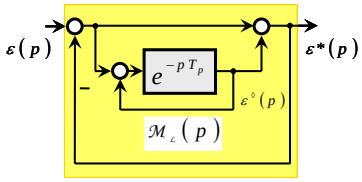
ISSN 1311-0829



Фиг.1.



Фиг.2.



Фиг.3.

$$M_L(p)=\frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)}=\frac{1}{1-e^{-pT_p}} \quad (4)$$

$$\frac{\varepsilon^{\diamond}(p)}{\varepsilon(p)}=\frac{e^{-pT_p}}{2-e^{-pT_p}} \quad (5)$$

$$\mathcal{M}_L(p)=\frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)}=\frac{1}{2-e^{-pT_p}} \quad (6)$$

Стойностите на параметрите за настройка на регулатора в системите за управление на технологични обекти са подчинени на целта и критериите, предявени към системата при нейния синтез. Те не са функция на съответния ML-филтър, който се добавя към регулатора. В този смисъл проектирането на ML-филтъра в системите за управление е автономно и не е свързано със синтеза на регулатора.

За проектирането на $\mathcal{ML}$-филтри с памет се използва *методът* на °*режетиращ модул за лентов филтър*°. Същността на метода е *последователна честотна корекция*. *Критерият* при проектирането на филтъра е дефиниран с (7).

$$\left|\mathcal{M}_{L,i}(j\omega)\right| \equiv \begin{cases} 0, & \forall\omega\in\Delta\omega_i,\ (\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i}) \\ 1, & \forall\omega\in[0,\omega_{b,i}],\forall\omega\in[\omega_{h,i},\infty),\ (\omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i}) \end{cases} \quad (7)$$

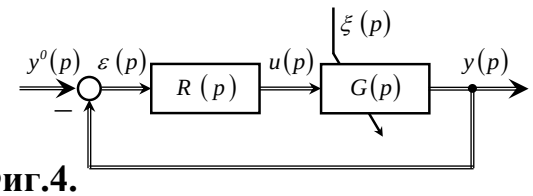
На базата на описаните до тук репетитивни филтри настоящата разработка си поставя за **цел** да изследва приложението им в двусвързани системи [7] за управление на технологични обекти.

2. КЛАСИЧЕСКА СТРУКТУРА НА ДВУСВЪРЗАНА СИСТЕМА С ОБРАТНА ВРЪЗКА. СИНТЕЗ

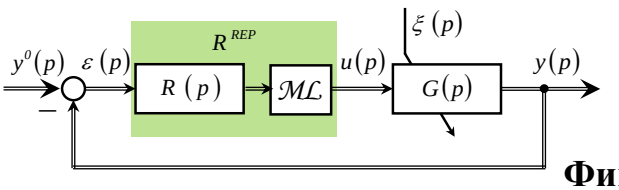
Структурата на опростената класическа двусвързана система с обратна връзка е показана на фиг.4. С R е означен регулаторът, G - обекта, u - управлението, ε - грешката в системата, ξ - параметричните/структурни смущения върху технологичния процес. Целта на класическата система е да стабилизира изхода y до зададена стойност на регулируемата величина y^0. Дефинират се функцията на чувствителност (9) и функцията на допълнителна чувствителност (8).

$$\eta(j\omega)=\frac{R(j\omega)G(j\omega)}{1+R(j\omega)G(j\omega)}=1-e(j\omega)=\Phi_{y^0y}(j\omega) \quad (8)$$

$$e(j\omega)=\frac{1}{1+R(j\omega)G(j\omega)}=1-\eta(j\omega)=\Phi_{y^0\varepsilon}(j\omega) \quad (9)$$



Фиг.4.



Фиг.5.

За постигане на желано качество е необходимо функцията на чувствителността да бъде минимална, което е възможно само над крайна честотна област (10), (11) и (12). В идеалния случай $\eta(p)$ трябва да е единица.

$$\lim_{p\to\infty}G(p)R(p)=0 \quad (10) \qquad \lim_{p\to\infty}e(p)=\lim_{p\to\infty}(1+GR)^{-1}=1 \quad (11) \qquad e(p)+\eta(p)=1 \quad (12)$$

При зададени (табл.1): номинален модел $G^{*}_{1,2}(p)$ на минимално-фазов обект $G_{1,2}(p)$; смутен на най-горна граница обект (модел) $G^{[]}_{1,2}(p)$; предавателни функции на звената в кръстосаните канали $M_{12}(p)$ и $M_{21}(p)$; период T_p на постоянното периодично външно смущение $d = sin(\omega_p t)$ и локален критерии за качество $\sigma = const$ е синтезирана класическа двусвързана система. Решението за синтез се изразява в аналитичното проектиране на базови регулатори R_1* (14) и R_2* (15).

$$R_1(p) = 0,13\,\frac{(5p+1)}{5p}\,\frac{(2p+1)}{(0,4p+1)} \quad \underset{\{\sigma=const\}}{\Leftrightarrow} G_{1екв}{}^{*}(p) \tag{14}$$

$$R_2(p) = 0,13\,\frac{(5p+1)}{5p}\,\frac{(2p+1)}{(0,4p+1)} \quad \underset{\{\sigma=const\}}{\Leftrightarrow} G_{2екв}{}^{*}(p) \tag{15}$$

Табл.1

	Канал1	Канал 2
$G^{*}(p)$	$\frac{1,25e^{-2p}}{(10p+1)}$	$\frac{1,25e^{-2p}}{(10p+1)}$
$G^{[]}(p)$	$\frac{2,5e^{-12p}}{(10p+1)}$	$\frac{2,5e^{-12p}}{(10p+1)}$
$M_{12}(p)$	$\frac{0,839e^{-12p}}{(10p+1)}$	
$M_{21}(p)$		$\frac{0,6639e^{-10p}}{(10p+1)}$
T_p	$T_p \equiv 2\pi(\omega_p)^{-1} = 2\pi(0,0628)^{-1} = 100s$; $d = sin(\omega_p t) = const$	

3. СТРУКТУРА НА ДВУСВЪРЗАНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ. СИНТЕЗ

Въз основа на синтезираната двусвързана класическа система (фиг.4) и описания във въведението усъвършенстван $\mathcal{ML}$-филтър с памет, конфигурирането на репетитивни системи се основава на развитие в структурата (фиг.4) с помощта на принципа на последователната корекция на R. Това е илюстрирано на фиг.5, където алгоритмът за управление R^{REP} се определя с (16) въз основа на (6). Резултатите от синтеза на репетитивните регулатори $R^{REP}_{1,2}$ са представени аналитично (18), (19).

$$R^{REP}(p) = \mathcal{ML}\,R \quad ,\left(R \underset{\{\sigma\}}{\Leftrightarrow} G^{*}\right) \tag{16}$$

$$R^{REP}_{1}(p) = \mathcal{M}_{\mathcal{L}}(p)\,R_1(p) = \frac{0,13}{(2-e^{-100p})}\,\frac{(5p+1)}{5p}\,\frac{(2p+1)}{(0,4p+1)} \tag{18}$$

$$R^{REP}_{2}(p) = \mathcal{M}_{\mathcal{L}}(p)\,R_2(p) = \frac{0,13}{(2-e^{-100p})}\,\frac{(5p+1)}{5p}\,\frac{(2p+1)}{(0,4p+1)} \tag{19}$$

4. АНАЛИЗ И ОЦЕНКА НА КАЧЕСТВОТО. СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ

Двете синтезирани двусвързани системи са моделирани и симулирани при едни и същи условия. Резултатите от симулацията на моделите - времеви и честотни характеристики за затворените Φ_i и за отворените W_i системи за управление на обекта $G_{1,2}$, са показани на фиг.6 и фиг.8 - за канал 1 и фиг.7 и фиг.9 - за канал 2. Характеристиките на системите са визуализирани *в номинален парамет-*

ричен режим ($G_{1,2} \hat{=} G^{*}_{1,2}$, $d \equiv 0$, фиг.6 и фиг.7) и в *смутен на горна граница параметричен режим* ($G_{1,2} \hat{=} G^{\square}_{1,2}$, $d \equiv 0$, фиг.8 и фиг.9) без наличието на постоянно действащо периодично външно сигнално смущение d. Използвани са следните: ● индекси за съответните системи: класическа - ***CLASS*** (фиг.4) и репетитивна - ***REP*** (фиг.5); ● означения: h_{Φ_i} - преходни функции, $\Phi(j\omega)$, $W(j\omega)$- честотни характеристики на затворените и на отворените системи.

Анализът на качеството в номинален параметричен режим на системите (фиг.6 и фиг.7) *потвърждава,* че и двете системи: ● удовлетворяват критерия $\sigma = const$ (фиг.6.a и фиг.7.a), като са отразени времената за регулиране, определящи бързодействието; ● са устойчиви, като са илюстрирани запасите им по модул и фаза (фиг.6.d и фиг.7.d).

Анализът на качеството в смутен на горна граница параметричен режим на системите (фиг.8 и фиг.9) *потвърждава,* че: ● ***REP*** системата запазва устойчивост, а ***CLASS*** системата е на границата на устойчивост, като са отразени времената за регулиране, определящи бързодействието (фиг.8.a и фиг.9.a) и са илюстрирани запасите им по модул и по фаза (фиг.8.d и фиг.9.d).

5. РОБАСТЕН АНАЛИЗ

По определение [8,9] анализираната система е: робастно устойчива и с робастно качество за множеството Π (20), ако удовлетворява изискванията (29) и (32) за целия честотен диапазон, където (21) и (22) са адитивно и мултипликативно смущение. Ако номиналната W_i^{*} и смутената $W_i^{\blacksquare}$ отворени системи са (23), то кръгът π (24) с окръжност π^0 (25), с радиус r^0 (26) и с центрове в точките ω_i, изобразяващи репараметризирането/реструктурирането в обекта за управление, то изискванията за робастна устойчивост и робастно качество могат да се да се изразят и по характеристиките на отворена система с (27), (28) и респективно с (30), (31).

$$\Pi = \left\{ \Delta G : \left| \frac{G(j\omega) - G^{*}(j\omega)}{G^{*}(j\omega)} \right| \le \bar{\ell}_m(\omega) ; |G(j\omega) - G^{*}(j\omega)| \le \bar{\ell}_a(\omega) \right\} \tag{20}$$

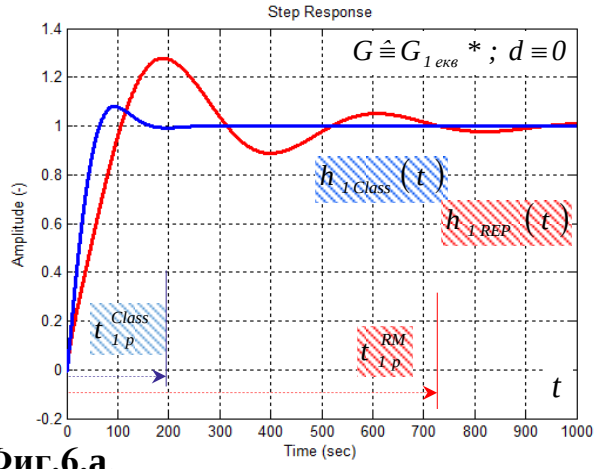
$$\xi_a(j\omega) \Leftrightarrow \left\{ \Delta G(j\omega) = G(j\omega) - G^{*}(j\omega) = \ell_a(j\omega) \; ; \; \left(|\ell_a(j\omega)| \le \bar{\ell}_a(\omega) \right) \right\} \tag{21}$$

$$\xi_m(j\omega) \Leftrightarrow \left\{ \Delta G(j\omega) = \frac{\ell_a(j\omega)}{G^{*}(j\omega)} = \frac{G(j\omega) - G^{*}(j\omega)}{G^{*}(j\omega)} = \ell_m(j\omega) \; ; \; \left(|\ell_m(j\omega)| \le \bar{\ell}_m(\omega) \right) \right\} \tag{22}$$

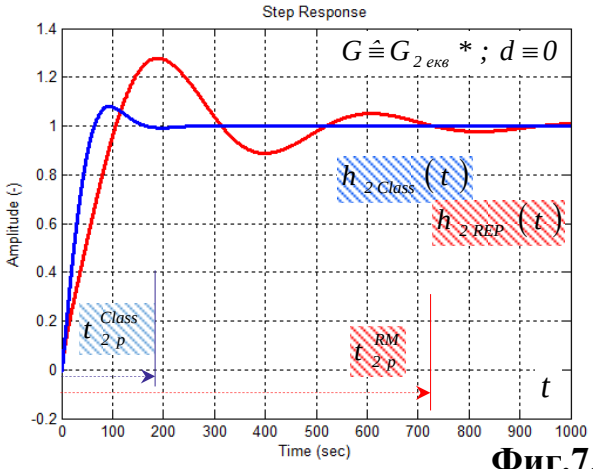
$$W_i^{*} = R_i G^{*} \; ; \quad W_i^{\blacksquare} = R_i G^{\blacksquare} \tag{23}$$

$$\pi(j\omega) \in \mathcal{W}(j\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) \tag{24}$$

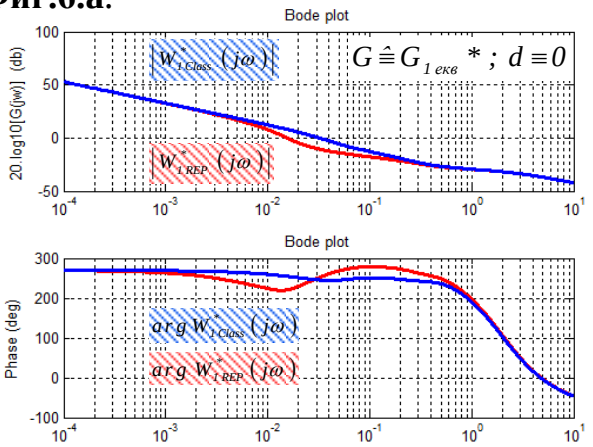
$$\pi^0(j\omega_i) = \begin{cases} Re^0(\omega_i) = Re^{*}(\omega_i) + r(\omega_i)\cos\Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \\ Im^0(\omega_i) = Im^{*}(\omega_i) + r(\omega_i)\sin\Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \end{cases} \tag{25}$$



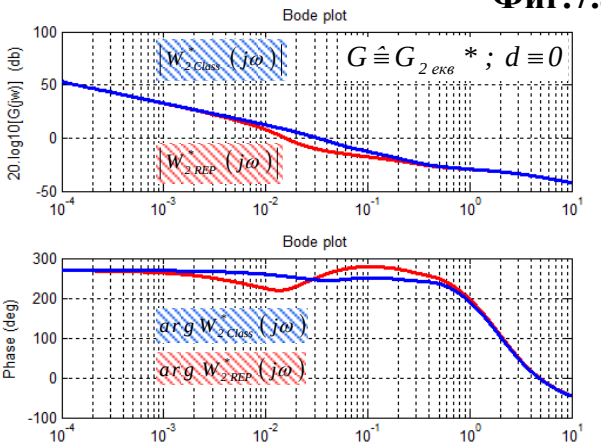
Фиг.6.a.



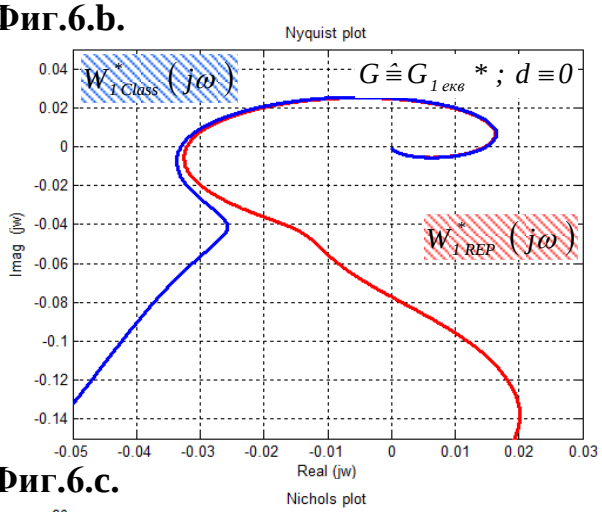
Фиг.7.a.



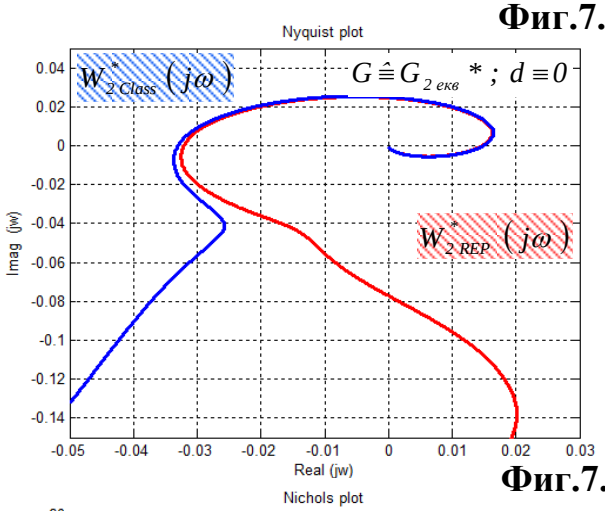
Фиг.6.b.



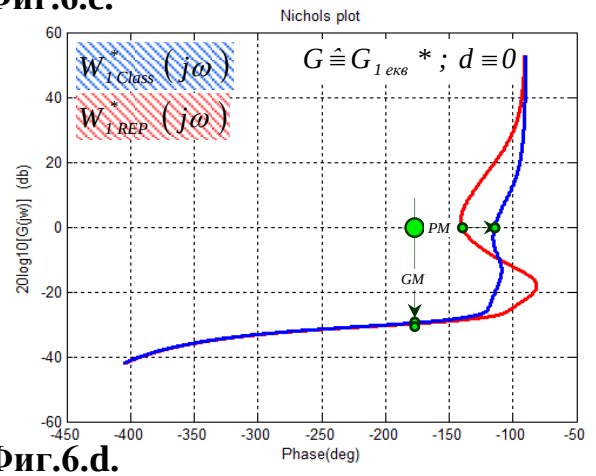
Фиг.7.b.



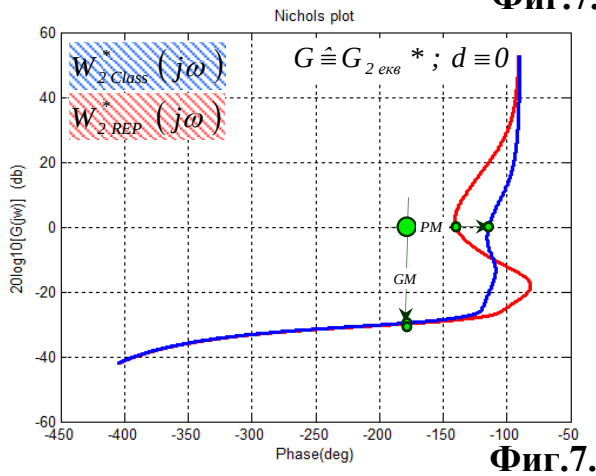
Фиг.6.c.



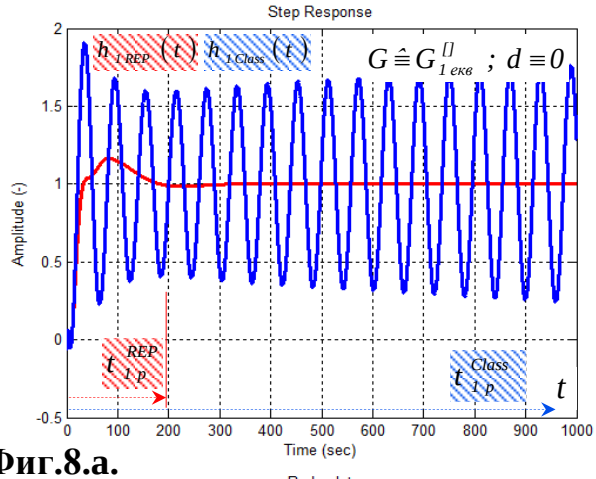
Фиг.7.c.



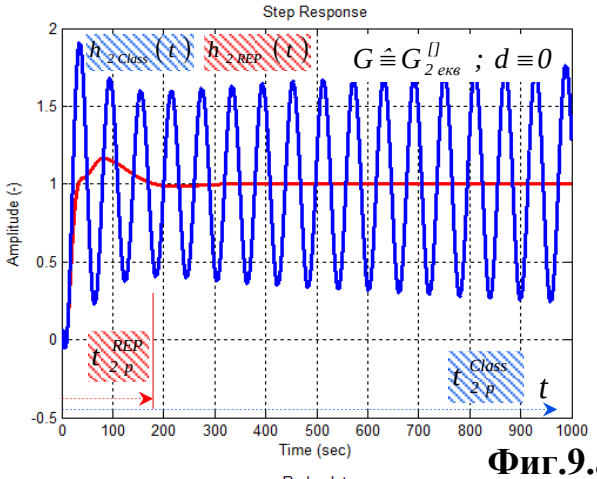
Фиг.6.d.



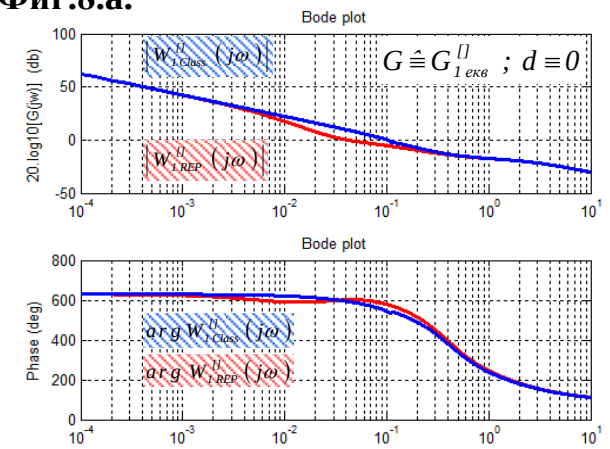
Фиг.7.d.



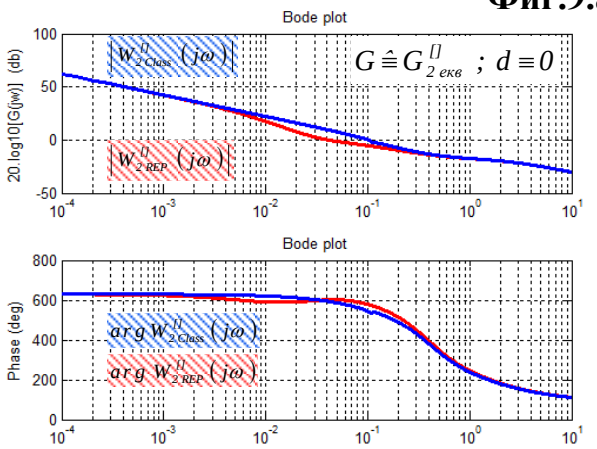
Фиг.8.a.



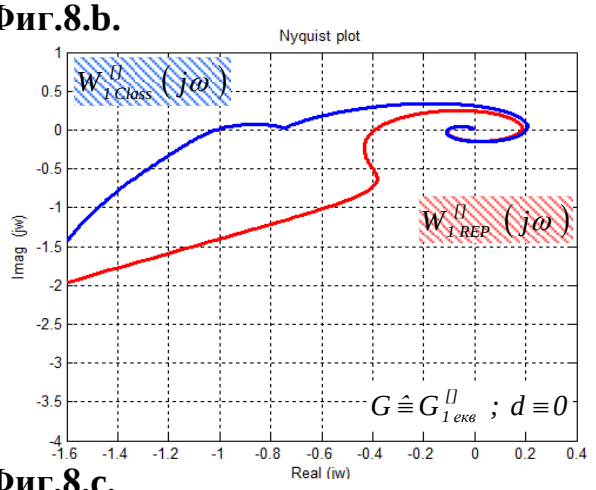
Фиг.9.a.



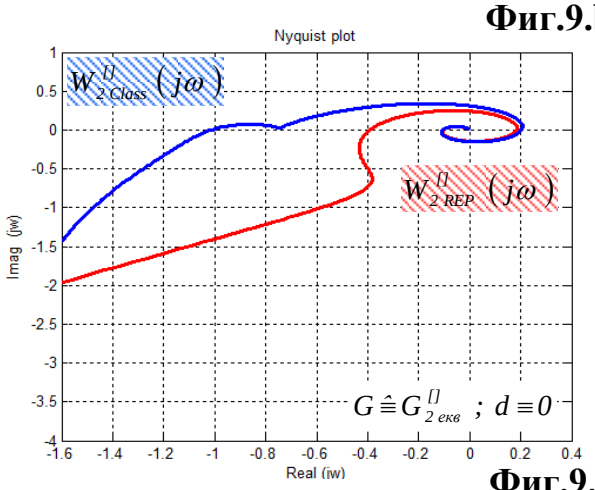
Фиг.8.b.



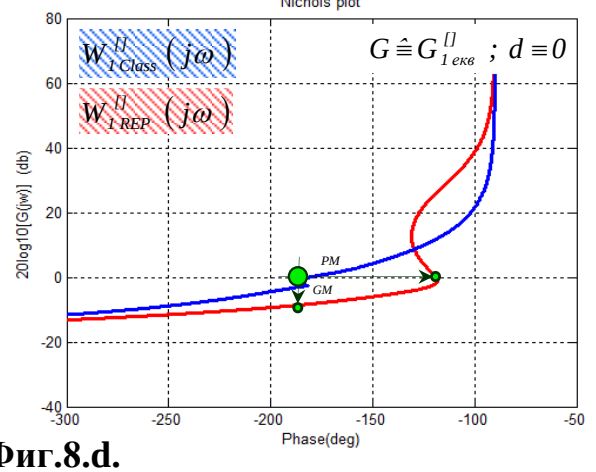
Фиг.9.b.



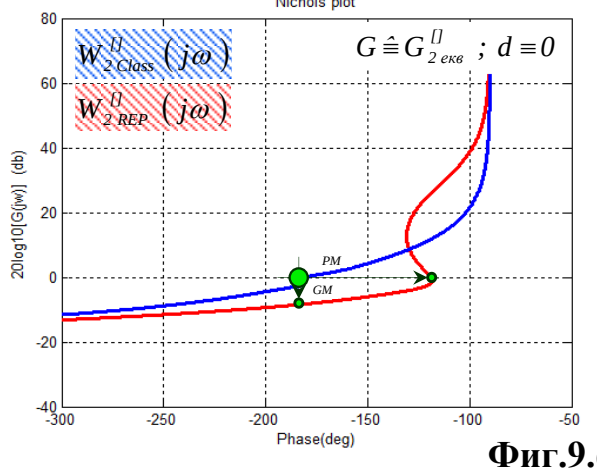
Фиг.8.c.



Фиг.9.c.



Фиг.8.d.



Фиг.9.d.

$$r^{0}(\omega_i) = |\, l_a(\omega_i) R(\omega_i) \,| = |\, l_m(\omega_i) R(\omega_i) G^{*}(\omega_i) \,| \qquad (26)$$

$$RS(\omega) \Rightarrow |\ 1+G^*(\omega)R(\omega)\ | \ > \ r^0(\omega), (\forall\,\omega, \omega\in[0,\infty)) \tag{27}$$

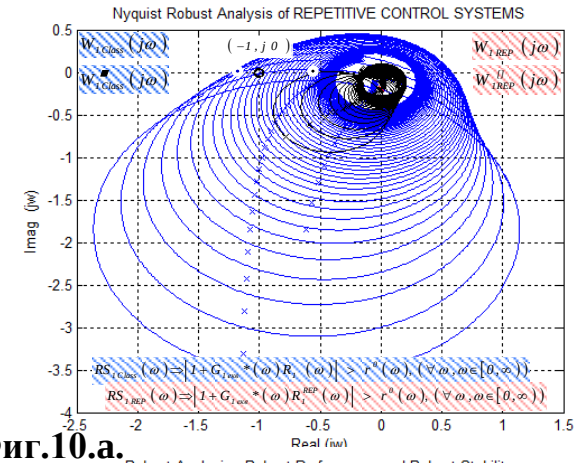
$$RS(\omega) \Rightarrow |\ 1+G^*(\omega)R(\omega)| \ > \ |G^*(\omega)R(\omega)|\ \bar{\ell}_m(\omega), (\forall\,\omega, \omega\in[0,\infty)) \tag{28}$$

$$RS(\omega) \Rightarrow \| \eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)\|_\infty = \sup_\omega |\ \eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)\,| < 1, (\forall\,\omega, \omega\in[0,\infty)) \tag{29}$$

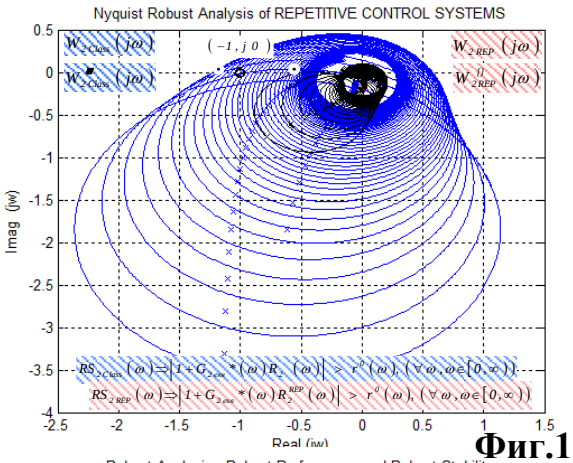
$$RP(\omega) \Rightarrow |\ 1+G(\omega)R(\omega)| \geq |\ 1+G^*(\omega)R(\omega)| - r^0(\omega), (\forall\,\omega, \omega\in[0,\infty)) \tag{30}$$

$$RP(\omega) \underset{R}{\Rightarrow} \min_{R} \max_{G\in\Pi} \int_0^\infty (\varepsilon(t))^2\,dt \triangleq \min_{R} \max_{G\in\Pi} \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \left|\frac{1}{1+G(\omega)R(\omega)}\right|^2 |\upsilon|^2\,d\omega \tag{31}$$

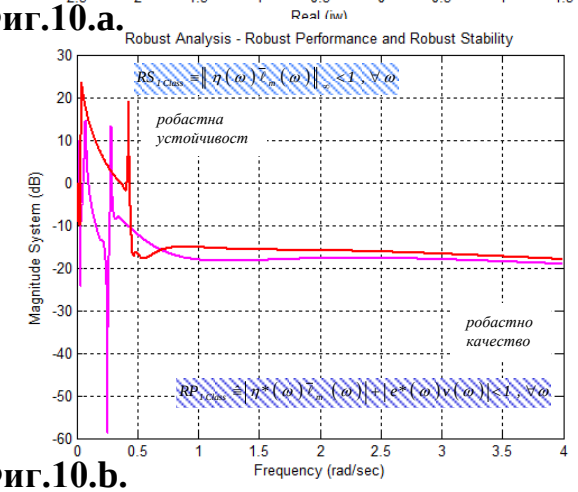
$$RP(\omega) \Rightarrow |\ \eta^*(\omega)\,\bar{\ell}_m(\omega)| + |\ e^*(\omega)\upsilon(\omega)| \ < \ 1, (\forall\,\omega, \omega\in[0,\infty)) \tag{32}$$



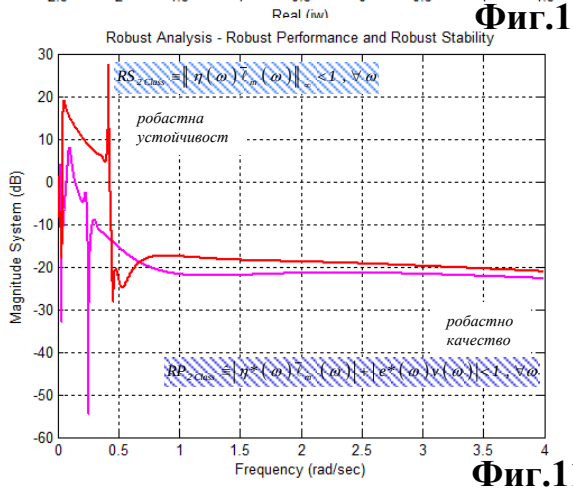
Фиг.10.a.



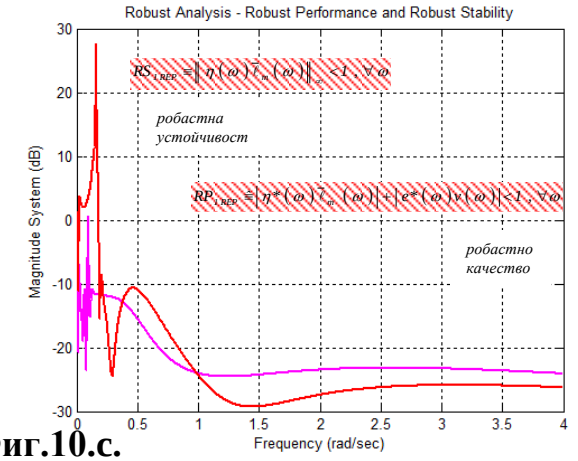
Фиг.11.a.



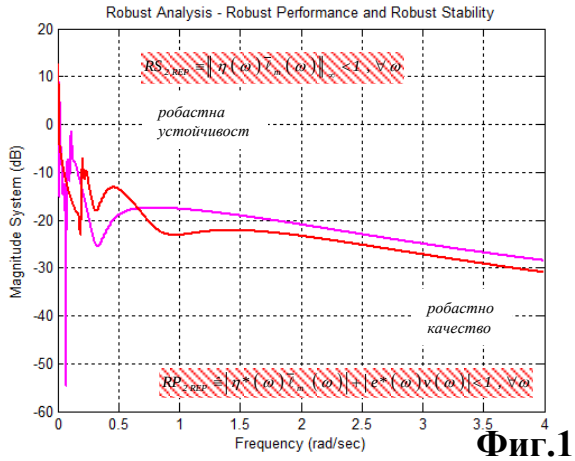
Фиг.10.b.



Фиг.11.b.



Фиг.10.c.



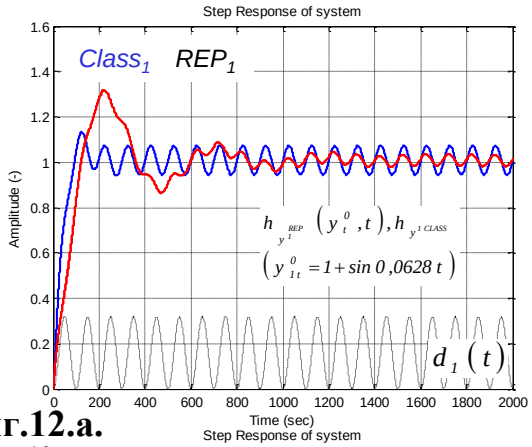
Фиг.11.c.

Резултатите за канал 1 (фиг.10) и канал 2 (фиг.11) от робастния анализ по характеристиките на отворените $W_i(j\omega)$ (фиг.10.a и фиг.11.a) и на затворените

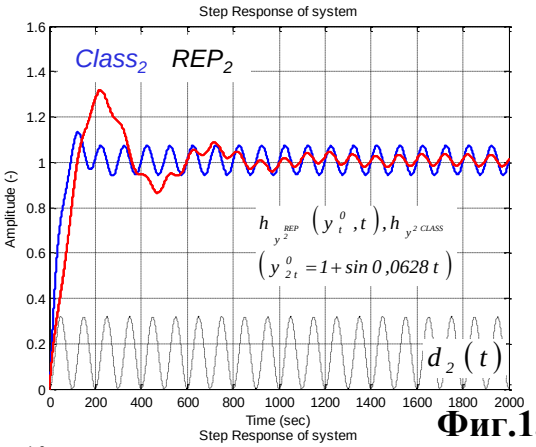
$\Phi_i(j\omega)$ (фиг.10.b÷c и фиг.11.b÷c) системи *аналитично доказват*, че в условията на репараметризиране/реструктуриране ξ, $\xi^{\blacksquare}$ (табл.1): ● класическата система (фиг.4) не притежава робастна устойчивост и робастно качество; ● репетитивната система (фиг.5) удовлетворява изискванията (27)÷(32) и за робастна устойчивост, и за робастно качество**.**

6. ВРЕМЕВИ АНАЛИЗ

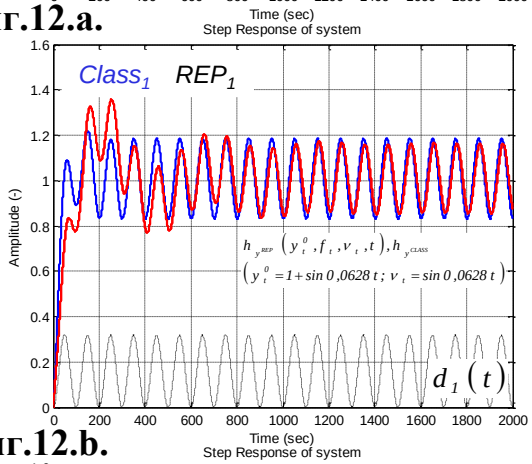
Проведен е и *времеви анализ на филтриращите свойства* на двете (фиг.4, фиг.5) синтезирани системи с „тестови“ периодични въздействия, чрез моделиране на системите и оценка на симулационните резултати по времеви критерии. Двете системи са моделирани *в номинален параметричен режим*. Преходните им функции $h_i(t)$ на периодичното въздействие d (табл.1) са симулирани.



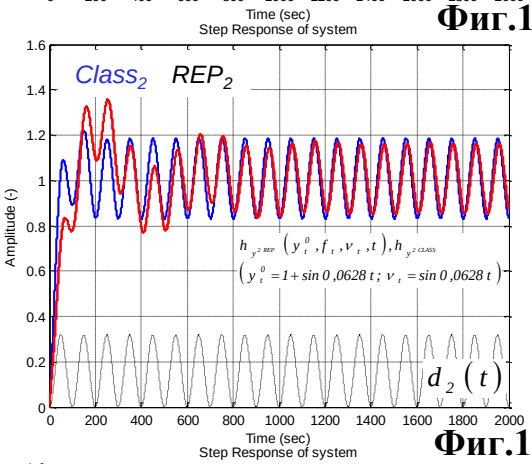
Фиг.12.a.



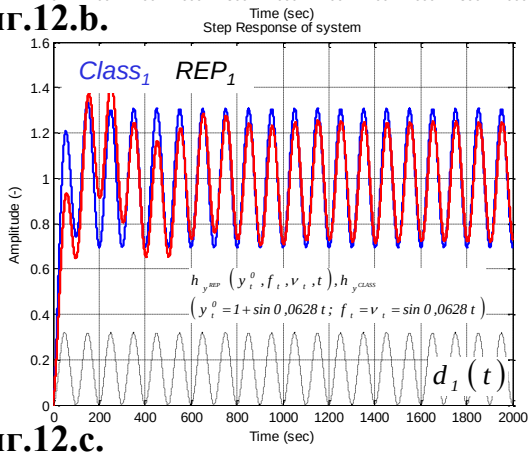
Фиг.13.a.



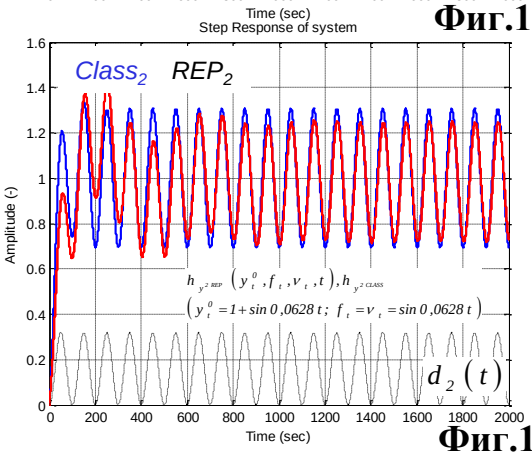
Фиг.12.b.



Фиг.13.b.



Фиг.12.c.



Фиг.13.c.

Времевите характеристики на системите (означени с *CLASS* и *REP*), като резултат от паралелната им симулация за „тестова“ честота $\omega_p = 0,0628\ rad/s$, са

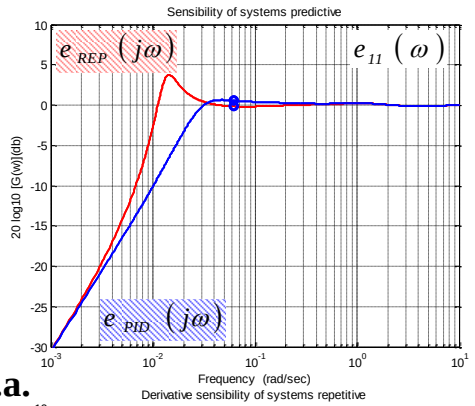
илюстрирани (за канал 1 и канал 2) както следва на: ● фиг.12.a и фиг.13.a - при смущение с $d(t)$ по канала на заданието y^0; ● фиг.12.b и фиг.13.b - при паралелно смущение с $d(t)$ по каналите и на заданието y^0 и на натоварването v; ● фиг.12.c и фиг.13.c - при паралелно смущение с $d(t)$ по каналите и на заданието y^0, и на натоварването v, и на измерването f.

Показаните *резултати* от изследването на двете системи с *времеви анализ на робастните филтриращи свойства* по отношение на количествените оценки за качеството на процесите *потвърждават* че репетитивната двусвързана система (фиг.5) е с понижена чувствителност към външно хармонично въздействие $d(t)$ с честота $\omega_p = 0,0628\, rad/s$ и в този смисъл превъзхожда класическа двусвързана система (фиг.4).

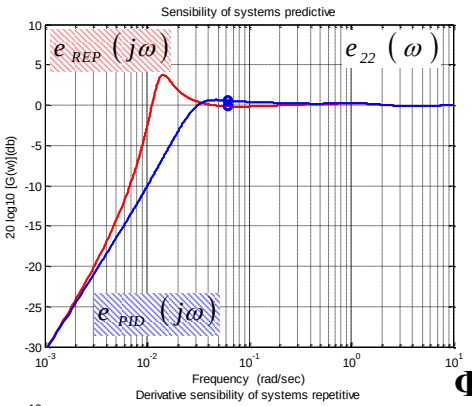
7. ЧЕСТОТЕН $\alpha_i^{(\omega)}$-АНАЛИЗ НА ФИЛТРИРАЩИТЕ СВОЙСТВА НА СИСТЕМИТЕ

Честотният $\alpha_i^{(\omega)}$-*анализ на филтриращите свойства* на системите е *аналитичен метод*, който се състои в ефективното използване *на алгебричната производна* [6] *по направление*, дефинирана с $\alpha_i^{(\omega_i)}$ (33) *в номинален параметричен режим* на системите (фиг.4, фиг.5). Паралелно с характеристиките на чувствителността, алгебричните производни $\alpha_{class}^{(\omega_i)}$ и $\alpha_{rep}^{(\omega_i)}$ са визуализирани на фиг.14 и фиг.15. Анализът на стойностите на алгебричните производни $\alpha_i^{(\omega_i)}$ по направление на чувствителността на сравняваните системи (***CLASS***, ***REP***) еднозначно доказва, че те са в съотношение (37).

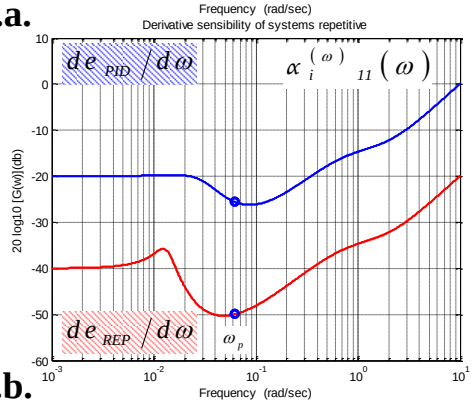
$$\alpha_i^{(\omega_i)} \hat{=} \frac{\Delta S_i}{\Delta E_i} \hat{=} \frac{d\, e(\omega_i)}{d\, \omega_i} = tg\, \alpha_i \Big|_{\omega=\omega_p}, \quad (\Delta S_i \to 0; \Delta E_i \to 0) \tag{33}$$



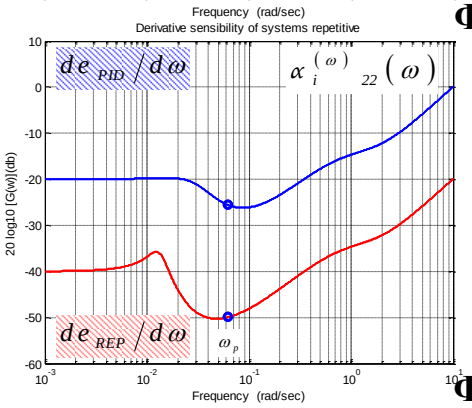
Фиг.14.a.



Фиг.15.a.



Фиг.14.b.



Фиг.15.b.

$$\left.\frac{d\,e_{rep}\ (\omega)}{d\ \omega}\right|_{\omega=\omega_p} < \left.\frac{d\,e_{class}\ (\omega)}{d\ \omega}\right|_{\omega=\omega_p}, \forall\ \omega \in \left[0.01\omega_p\ ,100\omega_p\right] \tag{37}$$

$$\lim\ \alpha_{i,rep}^{(\omega_i)}\ (\omega)_{\{\omega=\omega_p\}} \to 0\ ,\ \forall\ \omega_i \in \left[\omega_{b,i}\ ,\omega_{h,i}\right]\ , \quad \left(\omega_{b,i}=\omega_i-a\omega_i\ ;\ \ \omega_{h,i}=\omega_i+a\omega_i\ ;\ \ \omega_{b,i}<\omega_p<\omega_{h,i}\ ;\ \ 0<a<1\right) \tag{38}$$

Резултатите от приложението на метода на алгебричната производна за системите (фиг.4, фиг.5) налагат следните изводи: ● критерий (38) за класическата (фиг.4) система е частично изпълнен, а репетитивната система (фиг.5) го изпълнява.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата разработка са разгледани и анализирани резултати от изследванията върху особеностите и свойствата на репетитивните двусвързани системи. Представени са резултати от изследвания, които са потвърждение и доказателство на качеството им. Доказани са устойчивостта, бързодействието, точността, робастните устойчивост и качество, филтриращите свойства на външни периодични въздействия на този клас системи. В сравнителен план са изследвани свойствата на класическата (фиг.4) и репетитивна (фиг.5) двусвързани системи за управление на обект $G_{1,2}$ (табл.1) с използване на методите за**: ● *анализ на качеството в номинален*** и ***параметричен режим*** на системите (фиг.4, фиг.5)**; ● *времеви анализ на филтриращите свойства*** на системите с „тестови“ периодични въздействия (фиг.12 ÷ фиг.13)**; ● *робастен анализ*** на поведението на системите при рапараметризиране/реструктуриране Π , G , G^*, $G^{\blacksquare}$, ξ , $\xi^{\blacksquare}$ на обекта (фиг.10, фиг.11)**; ● *честотен*** $\alpha_i^{(\omega)}$***-анализ на филтриращите свойства*** на системите с **използване** на алгебрична производна по направление (фиг.14 ÷ фиг.15) в номинален (табл.1) параметричен режим ($G_{1,2} \triangleq G_{1,2}^*$, $\xi = const$, $d_i \equiv 0$)**.**

ЛИТЕРАТУРА

[1] 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), 1495-1503

[2] Maarten Steinbuch (2002), Repetitive control for systems with uncertain period-time Automatica 38, 2103-2109

[3] Longman, Richard W. (2010), On the Theory and Design of Linear Repetitive Control Systems, European Journal of Control, vol. 5, DOI: 10.3166/EJC.16, pp 447-496

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

[5] Николова Н. Г. (2013), Филтри в репетитивните системи за управление, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, International Conference Automatics'13, FA, June 14-16, Sozopol, Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 63, (2), pp.45-52

[6] Николова Н., Е. Николов (2014), Предиктивно-репетитивно управление (приложни методи за управление на технологични процеси-III част), изд. Технически университет София, ISBN 978-619-167-136-6, стр. 157

[7] Морозовский В. Т. (1970), Многосвязные системы автоматического регулирования, Москва, Энергия. 458 с.

[8] Карлова В. (2016), Системи за управление с условна обратна връзка, Годишник на ТУ-София, т.66, кн.2, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, стр. 181-187

[9] Николова Н., Е. Николов (2005), Честотни методи за робастен анализ, - Сборник научни трудове на МК АВТОМАТИКА И ИНФОРМАТИКА`05, София, ISBN 954-9641-43-0, 155-158

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

Постъпила на 29.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Весела Карлова

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

УПРАВЛЕНИЕ НА ЕДНООСНИ ПОЗИЦИОНИРАЩИ СИСТЕМИ НА БАЗАТА НА СТЪПКОВИ ДВИГАТЕЛИ С ПЛК SIEMENS SIMATIC S7 1200

Александър Пантелеев

Резюме: *Целта на работата е да се покажат възможностите на контролери от семейство S7–1200 на Siemens и на развойна среда Tia Portal в изграждане на системи за позициониране.*
Ключови думи: *позициониращи системи, моделиране, управление*

CONTROL OF SINGLE AXIS STEPPER MOTOR POSITIONING SYSTEMS WITH PLC SIEMENS SIMATIC S7 1200

Alexander Panteleev

Abstract: *The purpose of the development is to demonstrate the capabilities of Siemens S7-1200 controllers and the Tia Portal development environment in building positioning systems.*
Keywords: *positioning systems, modelling, control*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

С развитието на технологиите все повече средства, използващи едноосни, двуосни и многоосни позициониращи системи стават достъпни. Като примери може да се даде принтер като едноосна, плотер като двуосна и 3D принтер като триосна (многоосна) позициониращасистема.

Стъпковите електродвигатели (Stepper Motor, Step Motor) намират приложение в голяма част от индустриалните и потребителските механични и електронни устройства, в системите за автоматизация и автомобилостроенето. Нещо повече, чрез използването на свойствата на тези двигатели се създават устройства с нови характеристики и принципи на действие.

2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Целта на работата е да се покажат възможностите на контролери от семейство S7–1200 на Siemens и на развойна среда Tia Portal в изграждане на системи за позициониране. Софтуерната реализация може да се приложи като помощно средство към дисциплини от катедра АНП.

Задачите, които следва да се решат в текущата разработка са:

- изработване на лабораторен стенд;
- софтуерна реализация в Tia Portal;
- провеждане на експериментални изследвания.

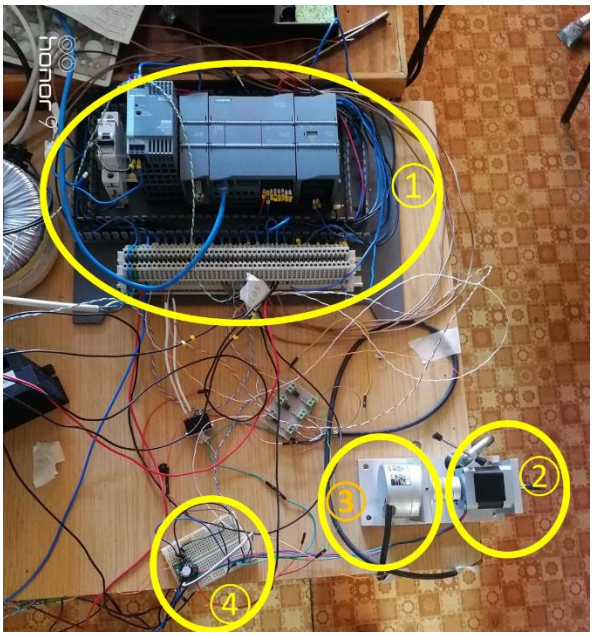
© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

3. ОПИСАНИЕ НА ОПИТНАТА ПОСТАНОВКА [1,2,3,5]

На фиг.1 е показана реализираната система за управление. Където:

1. Управляващо устройство;
2. Обект за управление - стъпков мотор;
3. Енкодер;
4. Драйвер.



Фиг.1.

3.1. ДРАЙВЕР

Стъпковите двигатели се управляват от драйвер, който изпраща импулси към двигателя, което води до неговото завъртане. Броят на импулсите на двигателя се равнява на броя на импулсите, подавани от драйвера. Двигателят ще се върти със скорост, равна на честотата на импулсите. Най-често срещани са драйвери с работно напрежение 5V, което е работното напрежение на повечето интегрални схеми.

3.2. СТЪПКОВ МОТОР

Стъпковият двигател представлява синхронен безколекторен електродвигател с няколко намотки. Подаването на ток в една от намотките на статора предизвиква фиксиране на ротора. Последователното активиране на намотките на двигателя предизвиква дискретни ъглови премествания на ротора, наречени стъпки.

По този начин стъпковият двигател извършва дискретно въртене под въздействието на серия от импулси, при което ъгълът на завъртане на ротора се определя от броя на импулсите подавани на двигателя.

Две са основните различия на стъпковите електродвигатели от останалите постояннотокови електродвигатели, които дават отражение върху тяхното управление. Едното е сравнително малката им мощност, което определя по-прости, евтини, с малка постояннотокова консумация и размери схеми за управление.

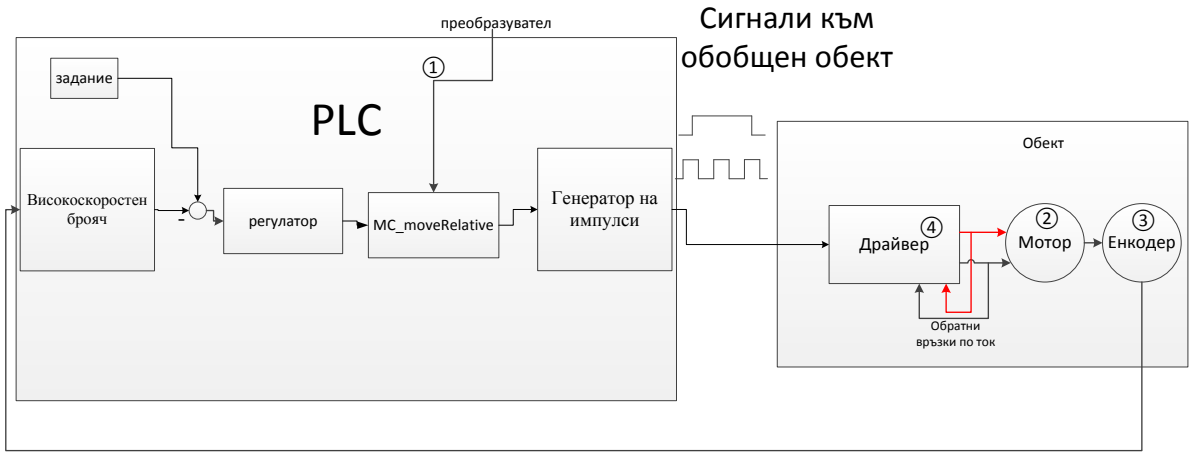
Второто различие е, че техният ротор не се върти плавно в класическия смисъл, а се завърта на определен ъгъл (прави една стъпка), като може да остане непод-

вижен за известно време и след това отново да се завърти в същата или обратна посока.

3.3. ЕНКОДЕР

Енкодерите са компонент от системите за индустриална автоматизация, използван за определяне на положението, скоростта и посоката на преместване на моторен вал или друго механично движение. Енкодерите осигуряват нужната информация за прецизен контрол на движението в множество приложения, например позициониране на въртящи се работни маси в машинната обработка, “pick-and-place” операции, асемблиращи и опаковъчни линии, роботика, автоматизация на производствени процеси и т. н.

На фиг.2 е показана работната схема на управление. Използваните означения от 1 до 4 са същите като на фиг.1.



Фиг.2.

Задание – заданието се реализира софтуерно, като за задание се задават най – често използваните сигнали в позициониращи системи, а именно:

- линейно нарастващ сигнал;
- стъпаловиден сигнал;
- синусоидален сигнал.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ В Tia Portal

Използвани в разработката са вградени програмни средства, наречени технологични обекти и инструкции от библиотека “Motion Control”.

4.1. ВГРАДЕНИ СРЕДСТВА В ПРОДУКТ Tia Portal

4.1.1. ХАРДУЕРНИ СРЕДСТВА

- **Високоскоростните броячи**

Високоскоростните броячи могат да преброяват събития, които настъпват по–бързо от цикличната скорост на изпълнение. Като пример високоскоростен брояч

може да се използва като вход за инкрементален енкодер. Енкодерът осигурява дефиниран брой от отброявания за оборот и импулс за нулиране, който настъпва веднъж на оборот. Отброяванията и импулсът за зануляване от енкодера осигуряват входовете на високоскоростния брояч.

- **Генератор на импулси**

Използва се генератор на импулси с 2 изхода – изход за импулси и изход за посока на въртене. Ако избраният изход за посока е „активен“ посоката на въртене е в посока на часовниковата стрелка. Ако избраният изход за посока е „неактивен“ посоката на въртене е с посока обратна на часовниковата стрелка. Избира се честотата при която да се извършва изпращането на импулси. В привеждането на експерименти се използва 100KHz.

4.1.2. СОФТУЕРНИ СРЕДСТВА

Инструкции от библиотека “Motion Control” :

- Инструкция “MC_POWER“ – Инструкция за управление на движения MC_POWER разрешава или забранява оста на технологичния обект;
- Инструкция “MC_MoveVelocity” – Инструкцията се използва, за да се премества оста, с постоянно дефинираната стойност на скоростта;
- Инструкция “MC_MoveRelative“ – Инструкцията се използва, за да се започне движение за позициониране спрямо началната позиция.

4.2. КОНФИГУРИРАНЕ НА ТЕХНОЛОГИЧЕН ОБЕКТ

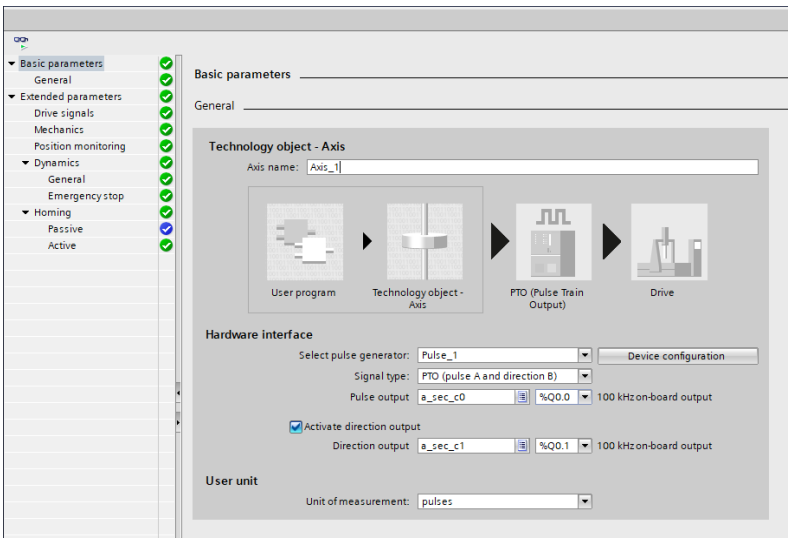
Контролерът може да управлява до четири технологични обекта (оси), понеже поддържа до четири генератора на импулси. За всеки технологичен обект се заемат два от изходите на контролера. Един за импуси за движение и другият за посока на движение.

В технологичният обект може да се конфигурират желани стойности за:

- максимална скорост;
- минимална скорост;
- аварийно спиране;
- брой стъпки за оборот.

Главният прозорец за конфигуриране на технологичен обект е показан на фиг. 3. От него се избира кой генератор на импулси да се използва за текущия технологичен обект.

Възможно е и избиране на мерни единици за измерваната величина. Има възможност за конфигуриране на профила при аварийно спиране на технологичния обект.



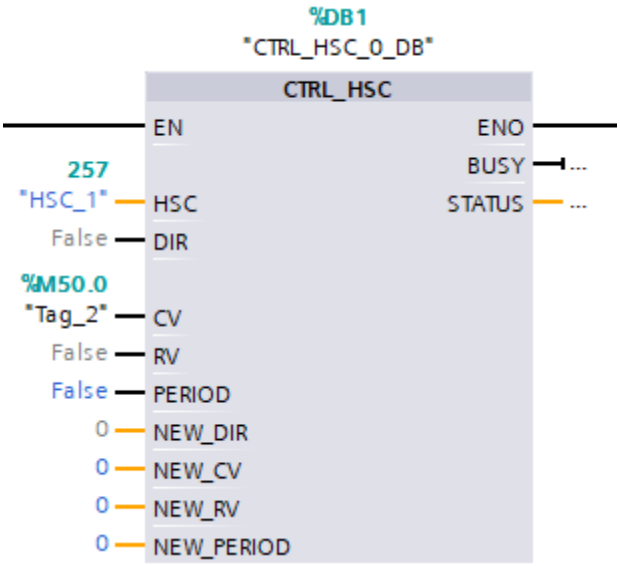
Фиг.3.

4.3. КОНФИГУРИРАНЕ НА ВИСОКОСКОРОСТЕН БРОЯЧ

Има възможност да се използват едновременно до 6 високоскоростни брояча. При конфигуриране на високоскоростен брояч има опции за избиране на:

- зануляващ сигнал;
- хардуерни входове

Високоскоростният брояч се използва чрез „извикване“ на инструкция „CTRL_HSC“, показана на фиг.4.



Фиг.4.

4.4. КОНФИГУРИРАНЕ НА ГЕНЕРАТОР НА ИМПУЛСИ

При конфигуриране на генератор на импулси има възможност да се избере вида на генератора.

Избират се кои от изходите да използва избраният генератор, които трябва да са еднакви с избраните в технологичния обект.

4.5. РЕАЛИЗАЦИЯ НА ЗАКОН УПРАВЛЕНИЕ

В контролера е реализиран ПИД закон за управление. Показана е неговата реализация в SCL формат на фиг.5. За целите на експериментите Д-съставката е със стойност 0. Използваният закон се получава ПИ.

Предавателната функция на ПИ-регулатора има вида (1)

$$W(p) = k_p\left(1 + \frac{k_i}{p}\right) \quad (1)$$

Параметрите на регулатора се избират съобразно честотната лента на системата. Цели се бързодействие в системата като нулата на регулатора се разполага относително близо до началото на координатната система, а коефициентът на пропорционалност се избира с висока стойност. Стремежът е да се реализира повторител. С цел избягване на насищане е реализирана и “anti-windup” функционалност.

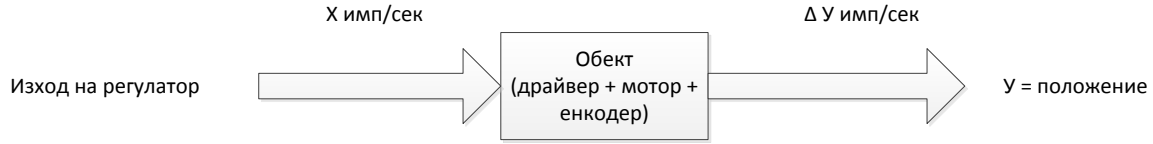
```
#CE := #SP - #PV;
#P := #Pr * #CE;
//IF #CE > -14 AND #CE < 14 THEN
//    #CE := 0;
//END_IF;
#I := #I_1 + #Pr * #Ir * 0.01 * #CE;
IF #I > 5000 THEN
    #I := 5000;
END_IF;
IF #I < -5000 THEN
    #I := -5000;
END_IF;
#I_1 := #I;
#D := #Pr * #Dr * (#CE - #CE_1) / 0.01;

#MV := #P + #I + #D;
IF #MV > 5000 THEN
    #MV := 5000;
END_IF;
IF #MV < -5000 THEN
    #MV := -5000;
END_IF;
IF #MV > -2 AND #MV < 2 THEN
    #MV := 0;
END_IF;
#CE_1 := #CE;
```

Фиг.5.

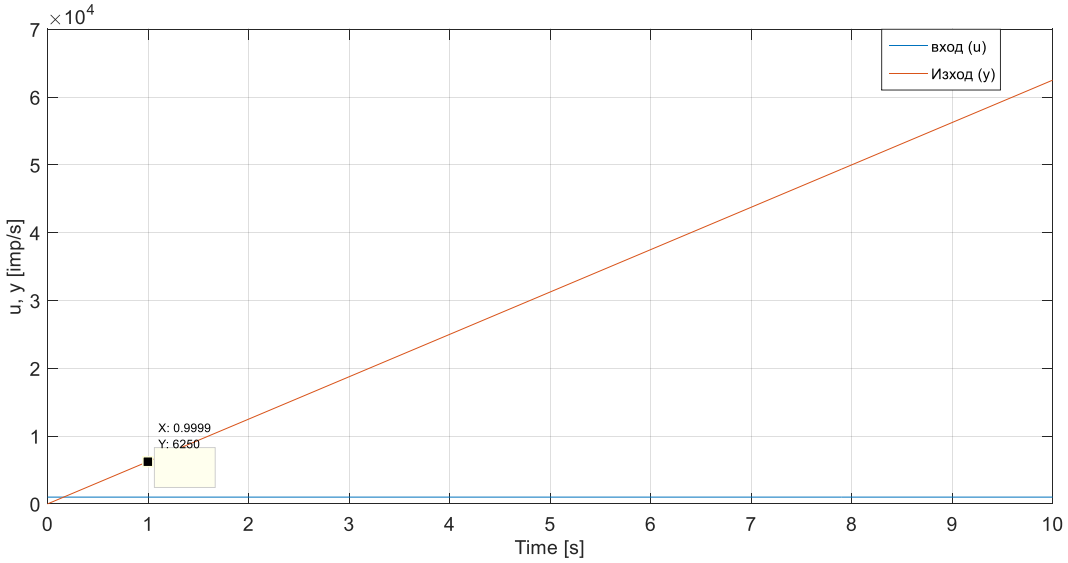
ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ [4]

За настройката на закона за управление се налага да се изясни обекта в динамично отношение. На фиг.6 е показана структурата на обекта за управление. Като вход на обекта за управление постъпват два сигнала – единия указва желаната посока на въртене на стъпковия мотор, а другия сигнал е скоростта. Драйверът е част от обобщения обект за управление и преобразува управляващия сигнал. Изходът на обекта за управление представлява положението на оста.



Фиг.6.

На фиг.7 е показана реалната преходна характеристика на обекта, получена при единичен стъпален сигнал. От проведения експеримент се вижда, че обектът в динамично отношение проявява свойства на интегриращо звено.



Фиг.7.

Неговата предавателна функция има вида (2):

$$W(p) = \frac{k}{p}, \tag{2}$$

където k е коефициент на пропорционалност. Коефициентът на пропорционалност представлява отношение на изходната величина към входната и има стойност (3):

$$\frac{\Delta Y}{X} = \frac{20000}{3200} = 6.25, \ [имп/сек] \tag{3}$$

Обобщеният обект за управление се състой от драйвер, стъпков мотор и енкодер. Те са описани както следва:

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

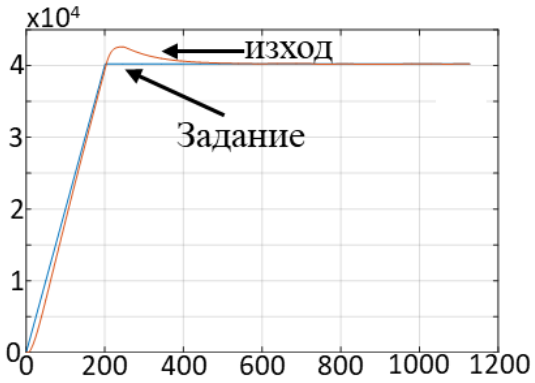
Експерименталните изследвания са проведени при генериране на различни входни въздействия към системата за управление на позициониращата система. Регулаторът в системата реализира ПИ- закон за регулиране, като стойността на И-съставката се държи постоянна, а П-съставката се променя.

Фокусът в работата не е в оптималната настройка на параметрите на регулатора, а в изследване работоспособността на проектираната система.

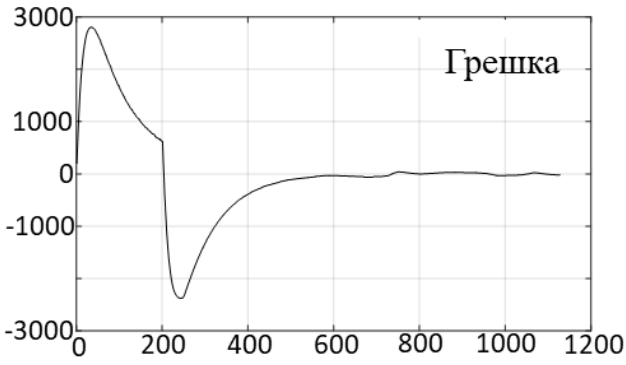
5.1. ЕКСПЕРИМЕНТИ СЪС ЗАДАНИЕ ЛИНЕЙНО-НАРАСТВАЩ СИГНАЛ

На фиг.8 и фиг.10 са показани изходът на системата, а на фиг.9 и фиг.11 - сигналът на грешката в системата.

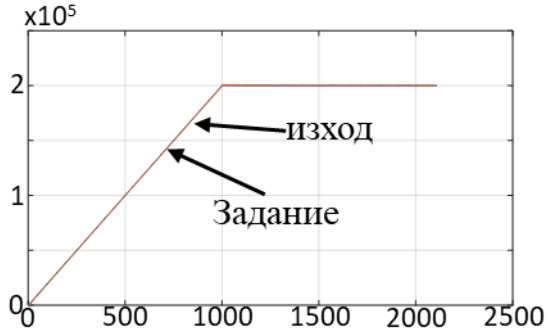
Експериментите са проведени за две различни стойности на П-съставката, съответно $k_p = 1$ и $k_p = 5$.



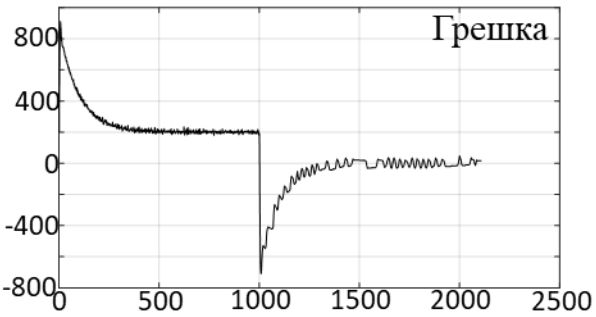
Фиг.8



Фиг.9



Фиг.10



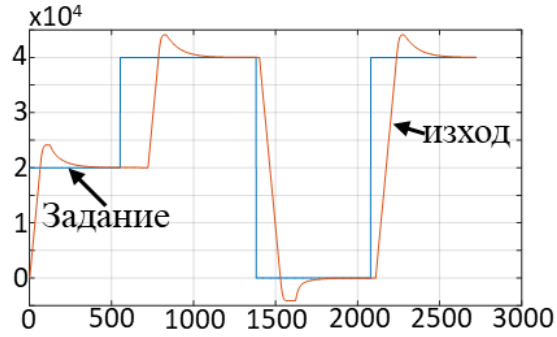
Фиг.11

Сравнявайки резултатите от фиг.8-фиг.11 се вижда, че увеличавайки стойността на коефициента на пропорционалност на ПИ- регулатора, се подобрява бързодействието.

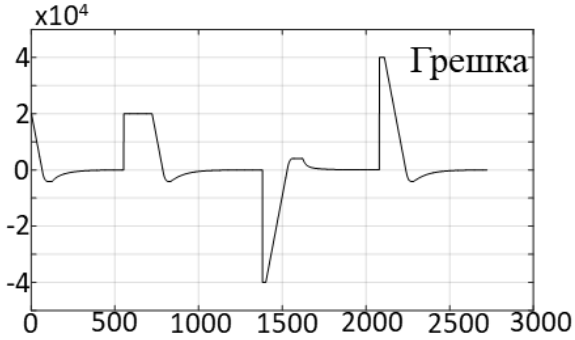
5.2. ЕКСПЕРИМЕНТИ СЪС ЗАДАНИЕ СТЪПАЛОВИДЕН СИГНАЛ

На фиг.12 и фиг.14 са показани изходът на системата, а на фиг.13 и фиг.15 сигнала на грешката в системата.

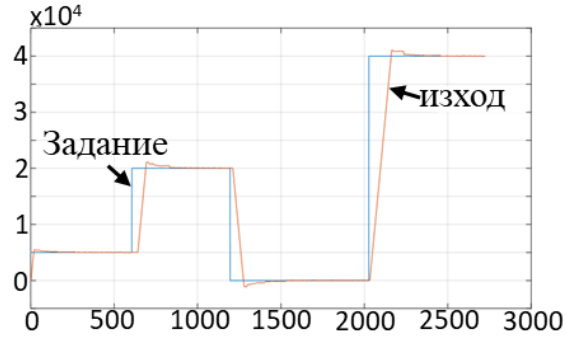
Експериментите са проведени за две различни стойности на П-съставката, съответно $k_p = 1$ и $k_p = 5$.



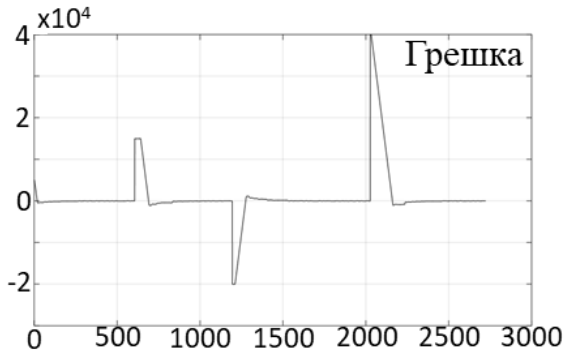
Фиг.12



Фиг.13



Фиг.14

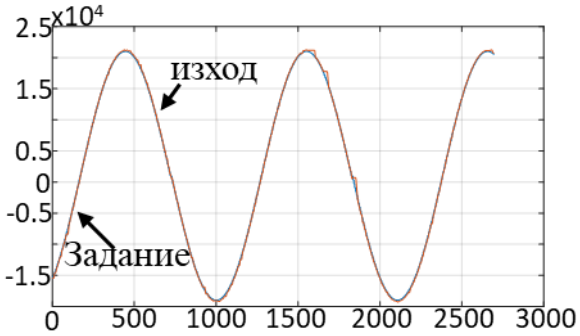


Фиг.15

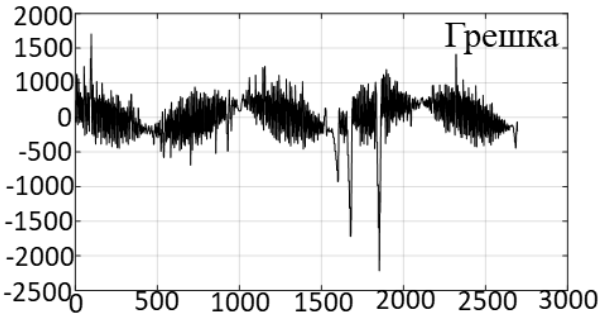
Сравнявайки резултатите от фиг.12-фиг.15 се вижда, че при увеличаване на стойността на коефициента на пропорционалност на ПИ-регулатора, се намалява пререгулирането и се подобрява бързодействието. Грешката в установен режим е нулева.

5.3. ЕКСПЕРИМЕНТ СЪС ЗАДАНИЕ СИНУСОИДАЛЕН СИГНАЛ

На фиг.16 е показан изходът на системата, а на фиг.17 сигнала на грешката в системата. Експериментът е проведен за стойност на П-съставката $k_p = 5$.



Фиг.16



Фиг.17

При този експеримент се наблюдава съвпадение на изходната и входната величина.

Като извод от проведените експерименти може да се съди, че позициониращата система успява да се установи в стойността дадена като задание. Наблюдава се по-висока точност (липса на пререгулиране) при експериментите с по-висока стойност на пропорционална съставка.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От проведените експерименти се вижда, че системата следва стойността на заданието. Синтезирания ПИ-закон за регулиране гарантира качество на системата за позициониране, както и бързото ѝ установяване. Лабораторните експериментални

изследвания са проведени при отсъствие на смущаващи въздействия (наличие на товар).

Разработката може да бъде обект на развитие, както следва:

- В бъдеща работа (разработка) към съществуващата система за позициониране предстои да бъде разгледан и експериментално изследван обект с две степени на свобода (регулируеми променливи);
- Реализирането на по-сложни закони за управление на позиционираща система.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Chiasson, J., Modeling and High-Performance Control of Electric Machines. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.

[2] Acarnley, P. P., Stepping Motors: a guide to theory and practice, 4th edition, IET, 2002

[3] Siemens AG, Simatic S7-1200 Easy Book manual, 01/2015, NÜRNBERG GERMANY

[4] Пантелеев, А., Управление на едноосни позициониращи системи на базата на стъпкови двигатели с ПЛК Siemens Simatic S7 1200, дипломна работа – ТУ – София, кат. АНП, 2019

[5] Томов П. Ангелов А., Управление на стъпкови двигатели, XXV МНТК „АДП-2016”

Автор: Александър Митков Пантелеев, маг., инж., докторант, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *apanteleev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Станислав Енев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

АМПЕРОМЕТРИЧНИ ГАЗОВИ СЕНЗОРИ ЗА МОБИЛЕН МОНИТОРИНГ НА КАЧЕСТВОТО НА ВЪЗДУХА

Иван П. Топалов, Марин Б. Маринов, Весела Ангелова Карлова-Сергиева

Резюме: *Качеството на въздуха има значително въздействие върху общественото здраве, околната среда и икономиките на индустриализираните страни. Последните постижения в областта на газовите сензори и внедряването на интелигентни системи направиха възможно получаването на нови, икономически ефективни и достъпни инструменти за мониторинг на качеството на въздуха. Статията представя подход за рентабилно измерване на основните параметри на околната среда в реално време с използване на интегрирани амперометрични сензори.*
Контролни думи: *Качество на въздуха, амперометрични сензори, мониторинг на околната среда*

AMPEROMETRIC GAS SENSORS FOR MOBILE MONITORING APPLICATIONS

Ivan P. Topalov, Marin B. Marinov, Vessela A. Karlova-Sergieva

Abstract: *Air quality has a significant impact on public health, the environment and the economies of industrialized countries. The recent advances in gas sensor field and intelligent system implementation have made it possible to obtain new, cost-effective, accurate and accessible air quality monitoring tools. The article presents an approach for the cost-effective measurement of basic environmental parameters in real time. A sensor array with integrated amperometric and optical sensors is used.*
Key words*: Air quality, amperometric sensors, environmental monitoring*

1. УВОД

Качеството на въздуха е от ключово значение за Световната здравна организация (СЗО). Според множество актуални изследвания проведени от нея, замърсители като прахови частици, озон и азотни оксиди (NO_x) са причина за редица заболявания и увеличени нива на ранна смъртност в много страни. Замърсяването на въздуха е един от десетте фактора на околната среда, включени от СЗО в оценката на т.нар. глобалната тежест на болестите. С помощта на тази платформа за наблюдение на общественото здраве в различни части на света, СЗО е оценила дела на глобалните заболявания, които може да са предизвикани от околната среда и е публикувала профилите на 192 държави-членки.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Влошено качество на въздуха се наблюдава основно в урбанизираните райони. Според изследвания на СЗО, в по-бедните урбанизирани райони на света продължителността на живота може да бъде увеличена с над 10 години, ако рисковете за здравето, включително екологичните, бъдат редуцирани. Счита се, че дори в по-развитите региони на Западна Европа, средната продължителност на живота може да се увеличи от порядъка на пет години при подобряване на качеството на околната среда.

В Европа, Северна Америка и в части от Азия са налице множество инициативи за мониторинг и за подобряване на качеството на въздуха. В Европейския Съюз такава е програмата „Чист въздух за Европа“ (Clean Air Program for Europe). Тя е обявена през 2013 г. и обхваща редица инициативи за намаляване на емисиите от превозни средства и други горивни процеси. Европейската агенция за околна среда (European Environment Agency - EEA) поддържа база данни за качеството на въздуха, наречена Airbase, която осигурява публичен достъп до резултатите от мониторинга на ЕС [1].

Всеобхватен мониторинг на качеството на въздуха

Цената е важна бариера при осъществяването на мониторинг на урбанизирани райони. Конвенционалните системи за мониторинг на параметрите на въздуха, които се използват от регулаторните органи са с висока цена и имат значителни ограничения, особено по отношение на разходите за тяхната инсталация и поддръжка.

Те често са предназначени да бъдат използвани за дълги периоди и могат да бъдат големи и трудно премествани. Точността на доставяните от тях данни за качеството на въздуха е сравнително висока, но обемът на получаваните данни е твърде ограничен. Необходимо е да се използват средства за моделиране и екстраполацията, които изискват значителни ресурси, за да могат да се направят прецизни заключения за по-обширни региони.

От друга страна, вече се предлагат миниатюрни мобилни сензори на значително по-ниски цени, които обаче са с по-ниска точност, прецизност и продължителност на живот [2]. Появата на по-евтини сензори, съчетани с Интернет на нещата (Internet of Things - IoT), дава възможност за промяна на начина, по който се следи качеството на въздуха. В големите пространства между фиксираните станции за мониторинг на качеството на въздуха могат да се разположат такива преносими или фиксирани мониторингови станции. Чрез тези станции могат да се получават данни с приемливо качество и с голяма времева и пространствена разделителна способност. Този подход позволява значително да се подобри качеството на оценките на нивата на замърсяване и моделирането на разпространението му.

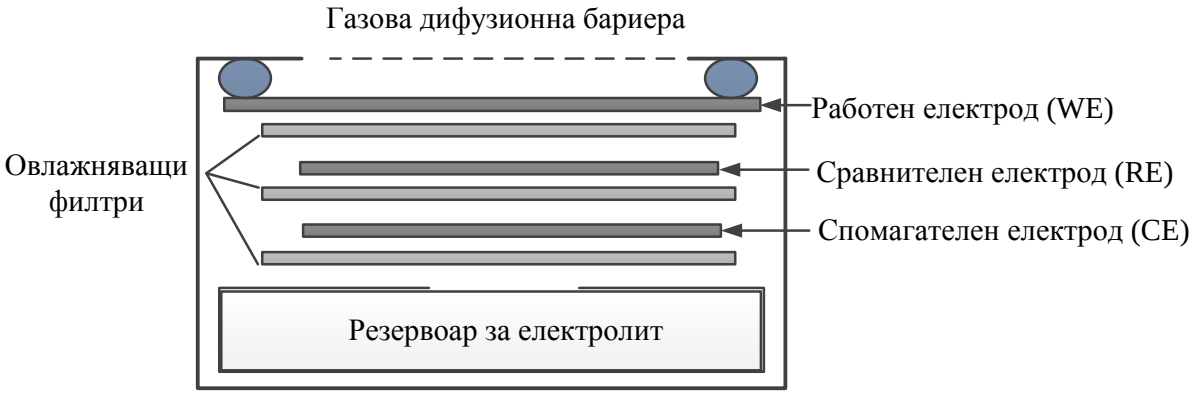
Големите сензорни мрежи генерират огромни количества данни. В този случай технологията на Интернет на нещата предлага ефективни решения за опростяване на процеса на събиране на данни от мониторинговите станции и намаляване на оперативните разходи чрез използване на изчислителните ресурси в облака за обработка, анализ и визуализация на получената информация [3].

Трябва да се отбележи, че различни правителствени и неправителствените организации с ограничени ресурси могат да се възползват от нискобюджетните сензорни станции и облачни платформи, особено за събиране на данни за околната среда в близост до промишлени обекти, училища или точки с усилен трафик.

2. АМПЕРОМЕТРИЧНИ ГАЗОВИ СЕНЗОРИ И ИЗМЕРВАТЕЛНИ СХЕМИ

2.1 Три и четири-електродни амперометрични сензори

Електрохимичните сензори работят, като реагират с аналита и генерират електрически сигнал. Повечето електрохимични газови сензори са дву- и триелектродни амперометрични сензори, генериращи ток, който е линейно пропорционален на концентрацията на изследвания газ (фиг.1). Принципът зад амперометричните сензори е измерването на съотношението ток-потенциал в електрохимичната клетка, където не е установено равновесие. Токът е количествено свързан със скоростта на електролитен процес при чувствителния електрод (известен също като работен електрод - WE), чийто потенциал обикновено се поддържа постоянен, използвайки друг електрод (т.нар. сравнителен електрод - RE).



Фиг.1. Принципна структура на три-електроден амперометричен газов сензор с течен електролит

Електрохимичната клетка се допълва от така наречения спомагателен електрод - CE, който уравновесява реакцията на сензорния електрод. Йонният ток между работния и спомагателния електрод се транспортира от електролита вътре в тялото на сензора. За работата на електрохимичен сензор е необходима потенциостатична схема.

От десетилетия амперометричните сензори са намирали приложение за откриване на наличието на опасни газове [4]. Разширяването на тяхното приложение също и за целите на изследване на качеството на атмосферния въздух изисква с тях да се измерват с достатъчна точност и на значително по-ниски концентрации на газовете, представляващи интерес [5].

Необходимостта от разширяване на измервателния диапазон на сензорите към много по-ниски концентрации изисква задълбочено разбиране на механизмите на смущаващото влиянието на променящата се температура (T), относителната влажност (RH), налягането (P) или други газове, които могат да влияят на окис-

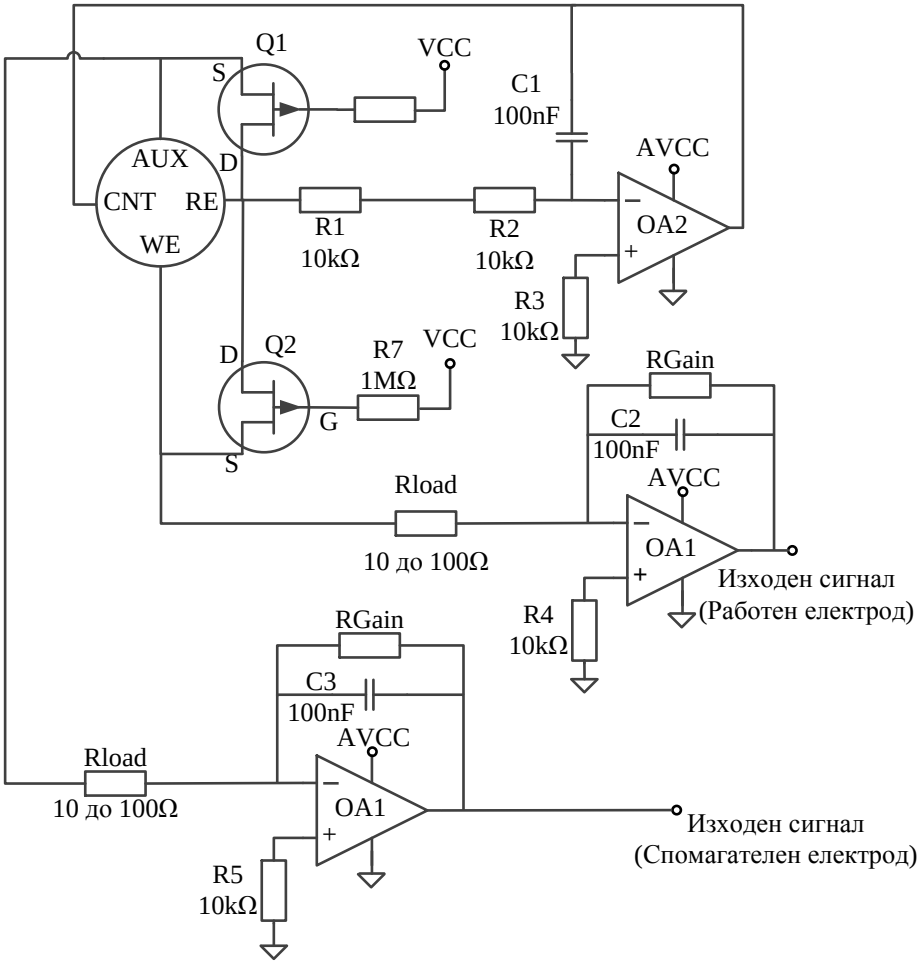
лително-редукционните реакции, протичащи на работните електроди на амперометричните сензори [6].
Ако не се вземат под внимание тези факти, при измерването на концентрацията на замърсителите на атмосферния въздух, смущенията могат да доведат до значителни грешки при измерванията [7].
В основата на това предизвикателство за количествено определяне на концентрацията е фактът, че при амперометричните сензори се изисква измерването на много малки изменения на тока (от порядъка на μA и nA) с висока разделителна способност и надеждно преобразуване на сензорния сигнал в концентрация.
Преобразуването на необработения сензорен сигнал до концентрацията изисква следните стъпки: (1) механична конструкция, която осигурява постоянен достъп до околния въздух; (2) електронни схеми с ниски нива на шум (потенциостати) за усилване и измерване на малки изменения на тока; (3) електронни филтри за потискане на смущения; (4) алгоритми за преобразуване на сензорните сигнали в концентрация, които вземат предвид данните за калибриране и за смущаващи въздействия.
Освен 3-електродни амперометрични сензори се предлагат и 4-електродни сензори, познати още като *водородно компенсирани сензори*. Този вид сензори позволяват компенсацията на смущаващия водороден газ (H_2). Водородът е газ, който не може да бъде елиминиран от измерването чрез филтри, или други подобни техники. Особено при приложения, където водородната концентрация е твърде висока, или където е необходимо измерване на ниски нива на концентрация на газове се търсят решения за редукция на смущаващото влияние на водорода.
За конкретната реализация са избрани 4-електродни амперометрични газови сензори на Alphasense, по-специално моделите A4 (табл.1). Тези сензори са предназначени за мобилно наблюдение на качеството на въздуха и осигуряват:

- нисък шум и чувствителност до много малък обхват ppb;
- ниска кръстосана чувствителност към други видове газ;
- линейна предавателна характеристика.

2.2. Аналогова интерфейсна схема

Амперометричните сензори за качество на въздуха изискват високо прецизна електроника с нисък шум, за да оптимизират работата си. За реализацията на мобилния сензорен модул е използвана специализиран електронен блок „Аналогова Интерфейсна Схема“ (Analogue Front End – AFE) на фирмата Alphasense, съвместим с амперометричните сензори за качество на въздуха от фамилията A4. Принципната схема на всеки от 4-те канала е показана на фиг.2.
Този модул на практика представлява многоканален потенциостат с вградено регулиране на захранващите напрежения и набор от референтни напрежения. Изискването за захранващ ток е около $0{,}65$ mA на канал. Отрицателното захранване се генерира от AFE и е необходимо само еднополярно захранване в интервала $3{,}4 - 6{,}4$ V. Всеки AFE включва и сензор Pt1000 за температурна компен-

сация с чувствителност 1 mV/K [8]. Използваната в разработената система AFE е за четири броя 4-електродни сензори с добавен сензор за температура, което налага употребата на микроконтролер с поне девет канален АЦП (по 2 канала за всеки от четирите сензора и още 1 канал за сензора за температурата).



Фиг.2. Схема на потенциостат за включване на 4-електродни сензори [9].

Таблица 1.

Чувствителност на AFE (SN 25-000077) и характеристики на амперометричните сензори.

Замърсител	NO_2	Ox	CO	SO_2
Сензор	NO2-A43F	OX-A431	CO-A4	SO2-A4
Чувствителност, nA/ppb	-0.253	-0.592	0.352	0.423
Обхват, ppm	20	20	500	50
Усилване на схемата, mV/nA	20	0.423	SO2-A4	10
Времеконстанта, t_{90}, s	< 60	< 45	20	< 20
Продължителност на живот, месеци	>24	>24	>36	>36
Обща чувствителност, mV/ppb	0.184	0.432	0.281	0.338

За корекция на смущаващите въздействия се използва зависимостта [8]:

$$c = \frac{(WE - WE_0) - (AE - AE_0)}{S}, \quad (1)$$

където c е измерената концентрация на газ в ppb, WE и AE са измерените напрежения на съответните електроди в mV, WE_0 и AE_0 са отместванията на нулата на електродите в mV, S е общата чувствителност в mV/ppb (вж. табл.1).

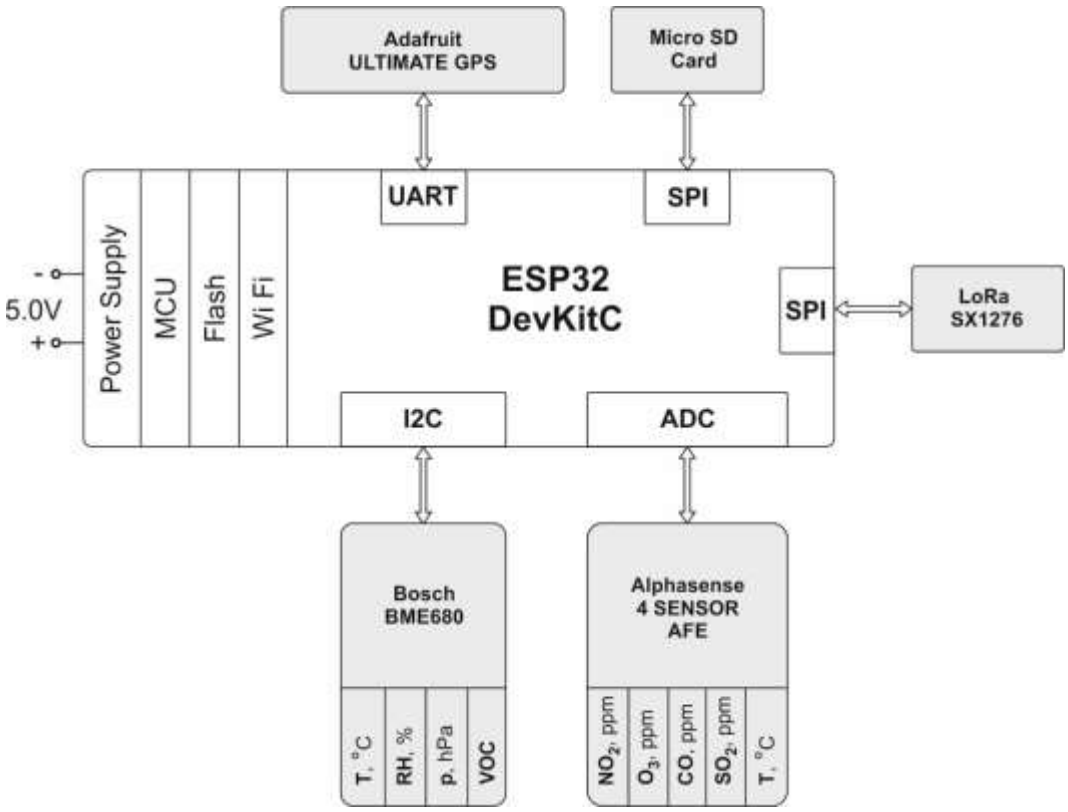
3. МОБИЛЕН СЕНЗОРЕН МОДУЛ

3.1. Микроконтролер

ESP32 идва с 32 входно/изходни шини и мощен 32 битов двуядрен процесор, готов за обработка на по-сложни задачи. Процесора е Tensilica Xtensa 32-bit LX6 микропроцесор с две ядра и тактова честота до $240\ MHz$ и производителност до $600\ DMIPS$. Освен основните две ядра ESP32 съдържа и копроцесор (Ultra Low Power – ULP) с ниска консумация на енергия, който е разработен да извършва измерванията на аналогово-цифровия преобразувател, температурния сензор и външни I2C сензори, докато основните ядра на процесора са в режим на изключителна ниска консумация на енергия и не са в работещо състояние.

Основната черта на ESP32 е наличието на вградени безжични комуникации, а именно Wi-Fi $802.11\ b/g/n$, като при използването на $802.11\ n$ на честота от 2,4 GHz максималната достижима скорост е $150\ Mbit/s$, Bluetooth v4.2 BR/EDR и Bluetooth Low Energy (BLE). Енерго-зависимата памет SRAM за данни и инструкции е с обем $520\ KB$, докато енерго независимата памет FLASH е $4\ MB$. ESP32 има вградени голям набор от разнородни периферни входове и изходи, които ползват директен достъп до паметта (Direct Memory Access – DMA). Налични са 10 капацитивни входа реагиращи на допир (Capacitive Touch), 18 канален аналогово-цифров преобразувател (АЦП) с 12 битова разделителна способност, два 8 битови цифрово-аналогови преобразувателя (ЦАП), четири SPI (Serial Peripheral Interface) интерфейса, два I^2S (Integrated Inter-IC Sound) интерфейса, два I^2C (Inter-Integrated Circuit) интерфейса, три UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) интерфейса, един CAN 2.0 (Controller Area Network) интерфейс, изходи с широчинно-импулсна модулация PWM (Pulse Width Modulation) и разбира се стандартни цифрови входове/изходи [10].

От към сигурност ESP32 поддържа всичките протоколи за стандарта IEEE802.11 а именно WFA, WPA/WPA2 и WAPI, както и сигурно първоначално зареждане (Secure boot), криптиране на паметта (Flash encryption), еднократно програмируема памет 1024-bit OTP, от която до 768 бита за потребителски нужди и има вграден хардуерен криптографски процесор, който поддържа AES, SHA-2, RSA, elliptic curve cryptography (ECC), random number generator (RNG). ESP32 предлага четири режима на работа относно консумираната електроенергия, а именно активен – максимална консумация до $240\ mA$, изключени радио комуникации - максимална консумация до $50\ mA$, ниска консумация - максимална консумация до $0{,}8\ mA$, ултра ниска консумация - максимална консумация до $150\ \mu A$ и хибернирane - максимална консумация до $5\ \mu A$.



Фиг.3. Архитектура на сензорния модул

3.2. Периферни модули

На платката на микроконтролера ESP32 има добавен и радио приемо-предавателна интегрална схема Semtech SX1276 за безжичния протокол за далечни разстояния LoRa. Това е LoRa модем с максимална чувствителност от $-148\ dBm$ и изходна мощност от $-20\ dBm$ ($100\ mW$ постоянна изходна мощност). Скоростта на предаване може да се настройва и е до $300\ kbps$ и се поддържат модулациите SK, GFSK, MSK, GMSK, LoRa и OOK.

За да може да се прави компенсация на измерените резултати спрямо температура, влажност и налягане е използван сензора на Bosch BME680. Този сензор показва също наличието на органични съединения във въздуха. Сензорът за влажност е с висока точност, ± 3 % относителна влажност в широк температурен диапазон. Сензорът за налягане е абсолютен барометричен сензор за налягане, който се отличава с изключително висока точност (± 0,25 %) и висока резолюция при много нисък шум. Интегрираният сензор за температура е оптимизиран за ниско ниво на шум и висока резолюция. Той се използва предимно за температурна компенсация на датчиците за газ, налягане и влажност и може да се използва за оценка на температурата на околната среда.

В допълнение, разработеният модул разполага с GPS приемник модул от Adafruit на базата на MT3339 чипсет от MediaTek. Този GPS модул има точност от около 3 метра и ни позволява да намерим точното местоположение на измерените параметри. Всеки път, когато микроконтролерът чете стойностите от сензорите, прави изчисления, чете GPS координатите и записва резултатите на

карта памет micro SD прикрепена към модула в обикновен файл със стойности, разделени със запетая. Освен за локализиране, GPS модула се използва и за източник на точно време.
Консумацията не енергия е сведена до минимум при използване на режим на контролера с понижена работоспособност и изключени безжични комуникации на самия ESP32, но с активна връзка LoRa. Общата консумация не надвишава $200\ mA$ в автономен режим и активен GPS приемник и LoRa комуникация. При използване на акумулаторна литиево-йонна батерия с капацитет от $5\ 000\ mA$ и при активен режим на работа на системата от 1 минута с 5 минути режим на понижена консумация на енергия се получава автономен режим от 18 часа.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

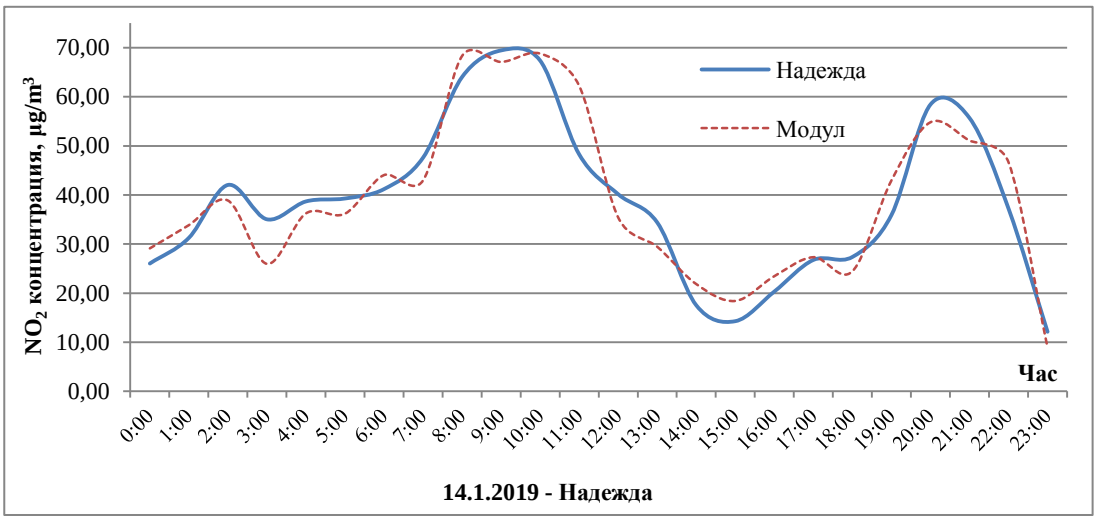
4.1 Калибриране на сензорния модул

Известно е, че замърсяването на въздуха е много сложна система с големи пространствено-времеви градиенти [3]. За калибриране на сензорния модул е използвано т.нар. „сляпо“ или макро калибриране. Основното предположение при това калибриране е, че то се прави, като се вземат данни от сензорни мрежи при ситуации, при които сензорите разположени в даден регион измерват приблизително еднакви концентрации на изследваните замърсители или показанията им са с голяма корелация [11].
В това изследване, амперометричните сензорите се калибрират въз основа на показанията на фиксираните станции, разположени в няколко района на София. Използвани са ситуации, при която в рамките на 24 часа показанията в района не се различават повече от 5-10 %.

4.1 Валидиране на измерванията

С помощта на модула за мониторинг на качеството на въздуха са проведени няколко непрекъснати теста в градската зона на София. Резултатите след извършеното калибриране на сензора за азотен диоксид могат да се видят на Фиг. 4. Измерванията със сензора са сравнени с измерванията, получени от общинския орган за контрол на околната среда. Използвани са стойностите от обществената станция в квартал Надежда/Банишора в София, която е най-близо до експерименталния сензорен модул.

Когато сравним измерванията на нивата NO_2, може да се види, че няма значителни разлики между показанията на амперометричният сензор с тези на фиксираната автоматична станция. Има само две по-значими отклонения по време на 24-часовия период. Нивата на абсолютната грешка в повечето измервания не надвишават $\pm 15\ \mu g/m^3$. Изчислените коефициенти на корелация между данните, получени от сензорния модул след калибриране на сензора за азотен диоксид показват повишение до нива от 0,65-0,78. Това е значително повишение спрямо установените преди калибрирането нива в интервала 0,45-0,60.



Фиг.4. Измервания на азотен диоксид в район София-Надежда/Банишора

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интернет на нещата предоставя възможност за значително разширяване на мониторинга на качеството на въздуха чрез ниско бюджетни системи и ново поколение сензорни елементи, които са достъпни и лесни за разгръщане. Най-новите сензорни и електронни технологии позволяват разработването на евтини миниатюрни сензорни модули за откриване на замърсители като озон, метан и NOx, които представляват интерес за програмите за мониторинг на здравето и околната среда в световен мащаб. Чрез осъществяването на широко обхватен мониторинг за събиране на надеждни данни за качеството на въздуха, тези модули могат да играят важна роля за предотвратяване на заболявания, свързани с лошото качество на въздуха на открито, и да удължат продължителността на живота навсякъде.

ЛИТЕРАТУРА

[1] "Download of UTD Air Quality data," European Environment Agency, [Online]. Available: http://discomap.eea.europa.eu/map/fme/AirQualityutdexport.htm.

[2] Marin B. Marinov, Stefan Hensel, Borislav Ganev and Georgi Nikolov, "Performance Evaluation of Low-cost Particulate Matter Sensors," in *XXVI International Scientific Conference Electronics - ET2017*, Sozopol, Bulgaria, September 13 - 15, 2017.

[3] B. Maag, Z. Zhou and L. Thiele, "A Survey on Sensor Calibration in Air Pollution Monitoring Deployments," *IEEE Internet of Things Journal*, pp. 1-15, 2018.

[4] J. R. Stetter, G. Korotcenkov, X. Zeng, Y. Tang and Y. Liu, "Electrochemical gas sensors: fundamentals, fabrication and parameters," in *Chemical sensors: comprehensive sensor technologies, vol. 5, Electrochemical and optical sensors*, New York, Momentum Press, 2011.

[5] C. Borrego et al., "Assessment of air quality microsensors versus reference methods: The EuNetAir joint exercise," *Atmos. Environ.*, vol. 147, no. 1, p. 246–263, 2016.

[6] M. Mueller and J. M. C. Hueglin, "Design of an ozone and nitrogen dioxide sensor unit and its long-term operation within a sensor network in the city of Zurich, Tech.," *Atmos. Meas.*, 2017.

[7] M. B. Marinov, G. Nikolov, E. Gieva and B. Ganev, "Improvement of NDIR Carbon Dioxide Sensor Accuracy," in *38th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), 6-10 May 2015*, Eger, Hungary, 2015.

[8] Alphasense Ltd., "Application Note 072-0281: Alphasense A4 Analogoue Front End (AFE) Circuit Board Family; User Manual.," Sensor Technology House, Essex CM77 7AA United Kingdom, 2015.

[9] *Alphasense Application Note AAN 105-03: Designing a potentiostastic circuit,* Great Notley, Essex: Alphasense Ltd., March 2009.

[10] "ESP32 Series Datasheet," [Online]. Available: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf.

[11] L. Balzano and R. Nowak, "Blind calibration of sensor networks," Proc. of IPSN. IEEE/ACM," in *Proc. of IPSN, IEEE/ACM*, Cambridge, Massachusetts, 2007.

[12] Alphasense Ltd. , "Application Note AAN 803-01: Correcting for backgorund currents in four electrode toxic gas sensors," Sensor Technology House, Essex CM77 7AA United Kingdom, 2015.

[13] "Department for Health and Environment of the City of Munich (Germany)," 1 Feb. 2014. [Online]. Available: http://tinyurl.com/2gg7dl.

Автори: Иван Павлов Топалов, маг. инж., катедра „Електронна техника“, Факултет електронна техника и технологии, Технически Университет-София, E-mail address: *vantop@gmail.com;* **Марин Беров Маринов**, доц. д-р инж., катедра „Електронна техника“, Факултет електронна техника и технологии, Технически Университет-София, E-mail address: *mbm@tu-sofia.bg;* **Весела Ангелова Карлова-Сергиева**, доц. д-р инж., катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *vaks@tusofia.bg*

Постъпила на 17.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Станислав Енев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

РАЗРАБОТВАНЕ НА СЕНЗОРНА ПЛАТФОРМА ЗА ИЗМЕРВАНЕ КОНЦЕНТРАЦИЯ НА ПРАХОВИ ЧАСТИЦИ

Юлия Калъпчийска, Антония Панделова, Николай Стоянов

Резюме. *Един от най-големите проблеми, с които се сблъсква светът в наши дни е замърсяването на атмосферния въздух. Разрешаването на този проблем се забавя въпреки негативното въздействие на праховите частици върху околната среда, качеството на живот и здравето на хората. Няма най-добър уред за мониторинг на концентрацията на прахови частици във въздуха, а най-подходящ за различните среди. В настоящата разработка се предлага решение за наблюдение нивата на фини прахови частици в околната среда чрез създаване на сензорна платформа, включваща миниатюрен оптичен сензор GP2Y1010AU0F на Sharp. Сензорът служи за измерване в реално време на концентрацията на прахови частици с диаметър до 10 μm и частици от цигарен дим с диаметър под 2,5 μm. Сензорът има ниска консумация на ток, захранващото напрежение от 5-7V и чувствителност 0.5V/0.1mg/ m^3.*
Ключови думи: *атмосферен въздух, PM_{10}, сензорна платформа, оптичен сензор GP2Y1010AU0F*

DEVELOPMENT OF A SENSOR PLATFORM FOR MEASUREMENT OF CONCENTRATION OF PARTICULATE MATTER

Julia Kalapchiiska, Antonia Pandelova, Nikolay Stoyanov

Abstract: *One of the biggest problems facing the world today is the atmospheric air pollution. The solution of this problem is delayed despite the negative impact of particulate matter on the environment, quality of life and human health. There is no the best instrument for monitoring of the concentration of particulate matter in the air but the most suitable for different environments. This paper proposes a solution for monitoring the levels of fine particulate matter in the environment by creating a sensor platform which includes Sharp's miniature optical sensor GP2Y1010AU0F. The sensor serves to measure in real-time the concentration of particulate matter with a diameter of up to 10 μm and smoke particle with a diameter of less than 2.5 μm. The sensor has a low current consumption, a supply voltage of 5-7V and a sensitivity of 0.5V/0.1mg/ m3.*
Keywords: *atmospheric air, PM_{10}, sensor platform, optical sensor GP2Y1010AU0F*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Един от най-големите проблеми, с които се сблъсква светът в наши дни е замърсяването на атмосферния въздух. Разрешаването на този проблем се забавя въпреки негативното въздействие на праховите частици върху околната среда, качеството на живот и здравето на хората. От тук следва необходимостта от измерване и контролиране на показателите, отразяващи състоянието на въздуха в затворени пространства и на открито.

Финитe прахови частици (ФПЧ) са микроскопични твърди или течни вещества, попаднали в атмосферния въздух по естествен или изкуствен начин. Високите им концентрации са основен проблем за населените места в цялата страна. Средногодишните нива на прахови частици варират в големи граници - от 10 $\mu g/m^3$ в отдалечените райони до над 200 $\mu g/m^3$ за градските промишлени зони.

Финитe прахови частици представляват смес от замърсители с различни химични и физични свойства. Те могат да бъдат класифицирани в зависимост от вида, размера на частиците, произхода и по други критерии. Вредният ефект зависи от размера, химичния им състав, както и от адсорбираните на повърхността им други химични съединения. Частиците с аеродинамичен диаметър между 20-50 μm са общи суспендирани частици, които могат да бъдат филтрирани чрез носа и устата. Те оказват най-малко влияние върху здравето на човека. Частици с диаметър по-малък от 10 μm достигат горната част на дихателните пътища и белите дробове, а тези с диаметър под 2,5 μm са най-опасни, защото проникват дълбоко в белите дробове до алвеолния регион. От там навлизат в кръвоносната система, като влияят върху кръвното налягане и някои параметри на кръвта. Последиците от високите концентрации на прахови частици за хората са свързани с тяхната токсичност и продължителността на излагане.

В Наредба №12/15.06.2010 г. (обн. ДВ, бр. 58/30.06.2010 г.) са регламентирани пределно допустимите концентрации за фини прахови частици, с цел предпазване здравето на хората и околната среда от вредния им ефект [1]. За $ФПЧ_{10}$ средноденонощната норма е 50 $\mu g/m^3$, а средногодишната - 40 $\mu g/m^3$ (за една календарна година).

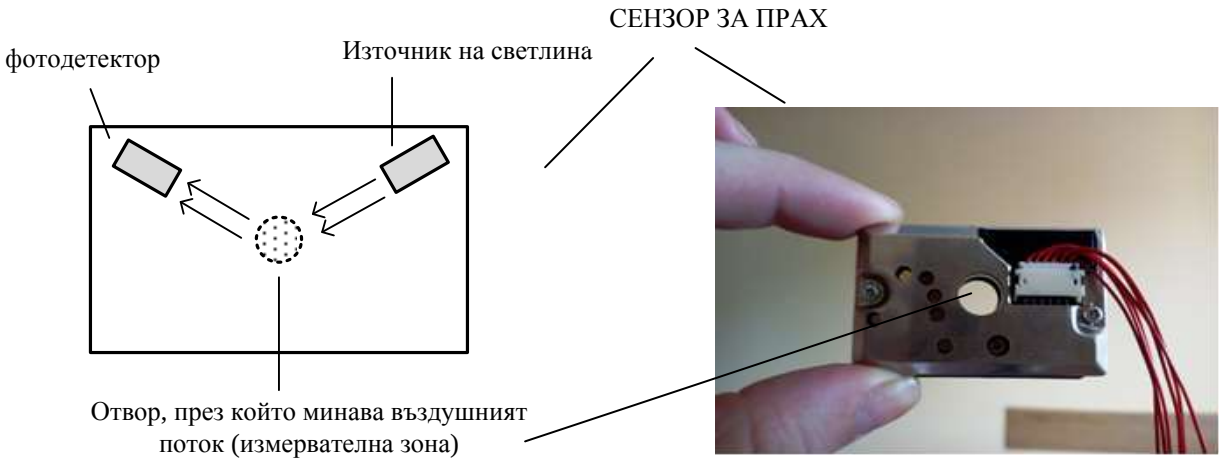
Уредите, с които се измерва концентрацията на фини прахови частици, са разработени на база различни характеристики на тези частици, като аеродинамика, оптична и електрическа подвижност и дифузионни свойства [2]. Няма най-добър уред за мониторинг на прахови частици във въздуха, а най-подходящ за различните среди. За да се избере най-доброто оборудване трябва да се определи основната цел на измерването, като се подбере техника с подходящи характеристики. Инструментите за измерване на прахови частици са скъпи, имат големи размери и това затруднява разполагането им в някои от наблюдаваните зони в сградите.

Целта на настоящата разработка е чрез използване на евтини компоненти да се създаде сензорна платформа за мониторинг на концентрацията на прахови частици в околната среда.

2. КОНСТРУИРАНЕ НА СЕНЗОРНА ПЛАТФОРМА

2.1. Сензор за прах

Основният компонент от сензорната платформа е сензорът за прах. Избран е сензор за прах на фирма Sharp GP2Y1010AU0F, който служи за измерване концентрацията на фини прахови частици с диаметър до 10 μm с помощта на оптична система. Изборът се основава на ниската цена на сензора и малките му размери - той е с компактна опаковка с размери 46.0 × 30.0 × 17.6 mm. Освен това има способността да разграничава $ФПЧ_{10}$ и цигарен дим.
Сензорът има ниска консумация на ток, до 20 mA. Захранващото напрежение е от 5-7V. Работната температура е в интервала от 10 ºC до 65ºC. Сензорът е снабден с 6-пинови проводници с JST конектор за връзка към съответната система. Работи на принципа на разсейване на светлината - фотодиод излъчва светлинен лъч в измервателната кухина и фототранзистор улавя отразената светлина (фиг.1). Въздушният поток пасивно се пренася през измервателната зона. При наличие на прахови частици в измервателната кухина напрежението върху фототранзистора се променя, защото светлината е разсеяна от частиците [3]. Изходът на сензора е аналогово напрежение, пропорционално на измерената плътност на праха, чувствителността му е 0.5V/0.1mg/m^3. Диапазонът на измерване е до 500 μg/m^3.

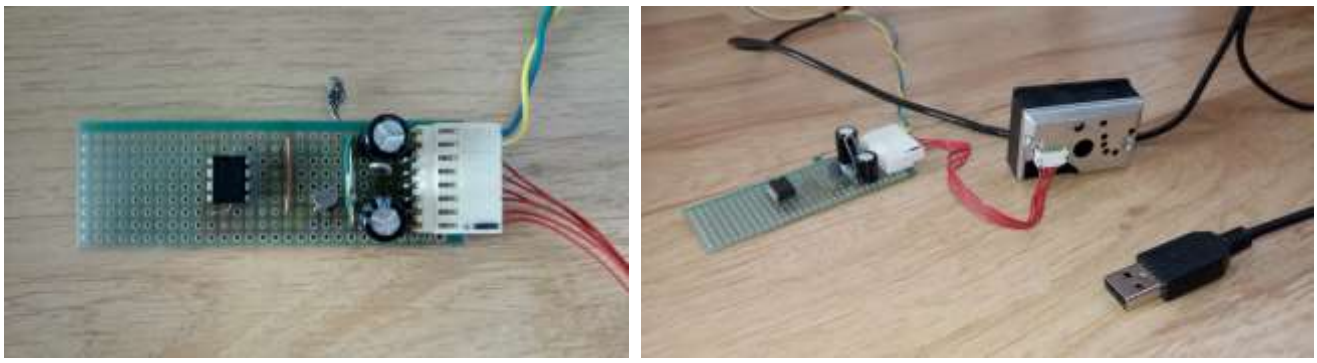


Фиг.1. Принцип на действие на сензор за прах GP2Y1010AU0F

2.2. Елементи, необходими за изграждане на сензорната платформа

- За импулсното задвижване на светодиода - резистор с големина 150Ω и кондензатор 220μF.
- Транзистор BC547B, тип NPN, с максимална работна честота 300 MHz.
- Интегрална схема NE 555 N, евтина и широко разпространена, която се използва за генериране на импулси.
- USB връзка за осигуряване на необходимото захранване от 5V.

На фиг.2 е показана разработената сензорна платформа. Праховият сензор се свързва към платформата с помощта на 6 пиновия JST конектор.

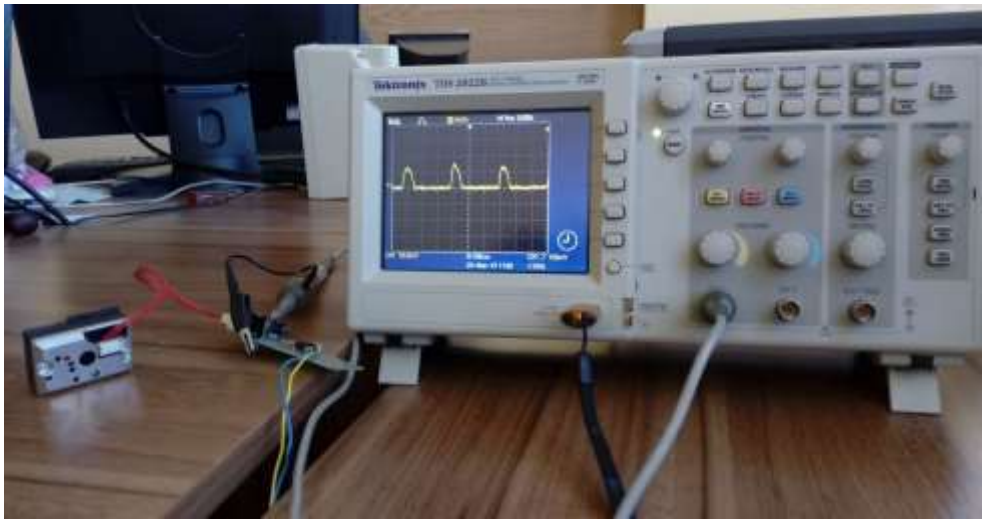


Фиг.2. Сензорна платформа за измерване на прахови частици

За да е коректно измерването е необходимо сензорът за прах да бъде поставян в изправено положение, така че измервателния отвор да не е запушен и въздухът свободно да минава през него. Измерването става веднага след подаване на захранващото напрежение.

3. ТЕСТВАНЕ НА СЕНЗОРНАТА ПЛАТФОРМА

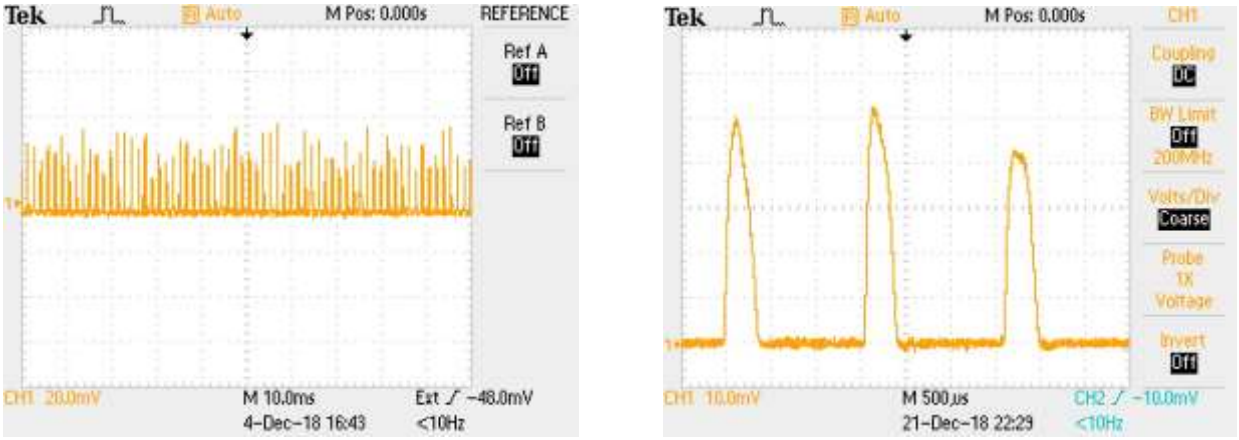
За визуализация на резултатите от измерването се използва цифров осцилоскоп Tektronix TDS2022B, който има USB порт на предния панел за съхранение на текущи данни и графики,а също така има и USB порт за връзка с персонален компютър.



Фиг.3. Опитна постановка

Измерването стартира веднага след подаване на напрежението от 5V към сензорната платформа, т.е веднага след включване на USB-то към свободен порт на персоналния компютър на екрана на осцилоскопа се появява измервателен сигнал. Амплитудата на сигнала съответства на плътността на праховите частици в атмосферния въздух. Колкото е по-голяма амплитудата на сигнала толкова е по-висока концентрацията на прахови частици в зоната, в която се извършва измерването. Получените резултати (в графичен и цифров вид) се записват на външна флаш памет, поставена в USB порта на предния панел на осцилоскопа.

На фиг.3 е показана опитната постановка за измерване на прахови частици, а на фиг.4 е даден видът на изходния измервателен сигнал.



Фиг.4. Изходен сигнал от сензорната платформа

Както се вижда от фиг.4 видът на изходния сигнал може да бъде представен по различен начин. Трябва да се извърши настройка на каналите на осцилоскопа, която да улесни последващата обработка на резултатите. Самата стойност на концентрацията на прахови частици се получава след съответна математическа обработка на получените данни.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сензорната платформа е предназначена за измерване и мониторинг на концентрацията на прах във въздуха с цел контрол и осигуряване на здравословна среда за живот. След разработване на платформата и нейното тестово пускане предстоят серия от екпериментални изследвания за измерване нивото на запрашеност в затворени помещения и на открито при наличие и отсъствие на източници на замърсяване.

Самото устройство може да се използва предимно в домашни условия за измерване на нивото на запрашеност и цигарен дим в помещенията. Сензорът за фини прахови частици позволява разграничаване на замърсяване с домашен прах и с цигарен дим. Едно от предимствата му е възможността за промяна на импулсите на входа, което дава възможност за енерго-икономично управление при използване.

Възможността за работата в икономичен режим, както и многовариантно захранване в интервала от 3 до 5 V, и сравнително ниската консумация от max 20 mA в пълен работен режим дава възможност за дълготрайно и нормално функциониране на сензора.

Наличието на линейна характеристика при работата на сензора в обхвата от 0 до 0.5 mg/m^3 при грешка от 1.5% дава възможност за отчитане на коректни данни и при ниско ниво на прахови частици и/или задименост в помещенията.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Наредба № 12 от 15 юли 2010 г. за норми за серен диоксид, азотен диоксид, фини прахови частици, олово, бензен, въглероден оксид и озон в атмосферния въздух
[2] Simone Simões Amaral, João Andrade de Carvalho Jr., Maria Angélica Martins Costa, Cleverson Pinheiro, An Overview of Particulate Matter Measurement Instruments, Atmosphere 2015, 6, 1327-1345, 2015
[3] Sharp Corporation, 2006. Sheet No.: E4eA01501EN, GP2Y1010. Available at: *https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/gp 2y1010au_e.pdf* (към 20.02.2019).

Автор: Юлия Калъпчийска, редовен докторант, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kalapchiiska@abv.bg*; **Антония Панделова**, гл. ас. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *apandelova@tu-sofia.bg*; **Николай Стоянов**, доц. д-р, катедра „Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *n_stoyanov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 29.03.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Владислав Славов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

SOFTWARE STRUCTURE AND TIME ANALYSIS OF EXTRACORPOREAL PERFUSION PUMP CONTROLLER

Vesselin Gueorguiev, Ivan Evg. Ivanov

Abstract: *Control of biofluids circulation using extracorporeal apparatus needs to solve modeling, synthesis and implementation problems. Building cyber-physical system, implementing controller functions for a highly non-linear non-stationary process, which parameters could change up to 10 times during a single procedure is challenging task. The paper presents basic software structure of the controller, implementation analysis and schedulability analyses of real-time subsystems.*
Keywords: *extracorporeal fluid circulation, software structure, program generation, time analysis, schedulability analysis*

1. INTRODUCTION

Perfusion pump is an apparatus used for specific infusion or extra-thoracic circulation procedures requiring very high accuracy for flow and pressure control throughout the process. The system discussed here refers to a class of devices that can be directly connected to a patient.

Requirements to the apparatus are extremal and contradictory. The main requirement is patient safety. The next one is precise control of blood (or some other biofluid) processing. Problems come from the fact that process parameters vary much in a procedure time. The process can be classified as non-linear, not-stationary, non-minimal phase. Control system synthesis is not discussed here. This paper discusses its programming implementation in the following aspects: software structure and some ways to implement it, schedulability analysis of the real-time tasks.

2. AN EXTRACORPOREAL PUMP STRUCTURE

The present work discusses an apparatus for extracorporeal perfusion working like the left heart camera. Generalized structure of the perfusion pump is shown in Fig. 1. Modeling and some control aspects are presented in [1][2][3].

Some of the basic requirements, relating to this paper, are as follows [4]:

- Automated biofluid/blood refilling system
- Pressure setup range - 80-350 mm Hg.
- System pressure accuracy - 1.5% or better.
- Gas bubbles inclusions alarm control
- User interface to control all process parameters
- User interface to set-up all patient's parameters
- Ability to change the operating modes and their parameters at work time.
- Secured connection with upper level hospital information or data-storage system.

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

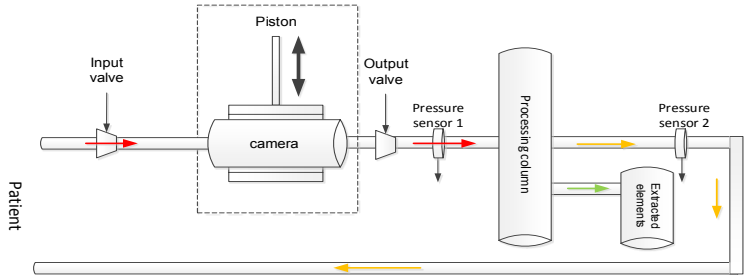


Fig. 1. Generalized structure of the perfusion pump

3. SOFTWARE STRUCTURE

The primary structure of the controller's software is divided on three subsystems: real-time part, user interface, local data storage (and additionally upper-level interface). Upper level interface provides communication to/from the upper level systems only in off-line mode (before and after the process) and is not interesting for this discussion. Requirements to the real-time part are as follows:

- Control process is dived on three parts – pressure control loop (5 ms period), flow control loop (0.25 ms period), discrete events control (0.1 ms period). Real-time scheduler has to activate each of these parts according to its period and priority.
- Smart input and output sensor drivers have to be activated according to the corresponding control loop period.
- All programs have to be linear or if a loop is implemented it has to be counter-based loop.

User interface is based on a touch display device controllable via serial asynchronous line. All visual activities and effects are implemented in that smart display. The communication consists of "command" and "data" packets. The structure and ideology of the smart display require to implement lossless communication. Together with requirement to visualize real-time data of the process in graphics and text these requires to run the communication in a high speed. The protocol is not a one with fixed packet length. This requires per byte receive/transmit program activation. Schedulability problems generated by this will be discussed later in the paper.

Real-time process data (upload stream) have to be transferred to the display in a mutex mode with commands (download stream) sent from the display as result of some personnel actions (buttons presses).

Practically the user interface subsystem is a combination of command interpreter implementing commands sent by the personnel and shell for subsystems and interface modules commands and data transfer and operation synchronization.

Local data storage has to provide possibility to store all (interesting) process data with the corresponding data stamps. This array of data is the one transferred after the end of the process to the upper level (Hospital information system or similar one). The debug interface is a part of this subsystem but it is one-way communication. This subsystem is simple and the only thing that is important is the fact that some of its operations are atomic (and non-interruptible) what is important for the schedulability analysis.

The program generator PrGen used for creation of the extracorporeal pump controller and for its simulation environment is designed for creating distributed real-time control systems. It has been implemented in many different versions over the years [8][9][10]. It is based on an extended Moore machine implementing specific actions in each node of the state machine. A graph representation of the control algorithms is chosen. The system can be described by its activities. Each activity is a separate thread. The activity thread consists of two different graphs:

- A State Transition Graph (STG) – a graph model for modelling the finite automaton, describing the general behaviour of the activity thread. The graph is represented like statechart described in [11][12].
- A Signal Flow Graph (SFG) – a graph model representing the signal transformation flow (the dataflow [13]). It is built by Function blocks, very similar to Simulink®. It is mainly used to model the continuous part of the system, to handle the I/O and communication drivers and to calculate complex predicates used in transitions of the State Transition Graph.

The STG and the SFGs, connected to each node of SFG are interpreted by a specific graph interpreter.

4. SCHEDULABILITY ANALYSIS

For every controller working in real-time constraints analysis of schedulability is one of the most important tasks. The first problem we met was to decide to use RTOS or to implement the controller software as a number of interrupt-driven subsystems. The ARM processor used for this controller enables nested interrupts with interrupt priorities programmable up to 16 different levels. Altogether, we have several independent timer interrupt sources, several communication interrupt sources and some initiative discrete inputs (interrupt sources).

To decide to use RTOS or simplified interrupt control first was generated a test-bed for execution time measurement of every sole subsystem. Every STG is cyclic in nature but they are synchronous. This means that state transitions are made only under system tick event (STG period timer signal). So every STG is a number of linear substeps. The SFG implementing activities for each node of the STG are linear procedure. Thus we generated a full coverage graph for every generated STG and ran experiments for execution time measurement for every STG stage and the corresponding stage transition. The worst-case execution time was selected for schedulability calculations.

Activation events are two types – synchronous and asynchronous. Some of asynchronous events can be assumed as pseudo-synchronous because their appearance is limited with minimal time between appearances. For asynchronous events was done an analysis about possibilities for their simultaneous occurrences.

For the next analyses we will use the term “TASK” for each separate scheduled process does not matter it is RTOS task or interrupt-driven independent program. Task schedulability can be assessed via the so called completion time test, which is used to

estimate task response times under a worst-case scenario with respect to higher-priority tasks interference [15][16].

Task response time can be evaluated using the following expression:

$$R_i = C_i + B_i + \sum_{j \in hp(i)} \left\lceil \frac{R_i}{T_j} \right\rceil C_j, \quad (1)$$

where Ci is task execution time, Bi is task blocking time, which has an upper bound when task interaction is implemented with a synchronization protocol. Bi = max (tcr1, tcr2, ..., tcrk), where tcri , i = 1÷ k denote the duration of critical regions of lower-priority tasks that can block task τi through the use of a shared resource. Specifically, a task can experience either direct blocking by lower priority tasks or indirect (push-through) blocking, as well as blocking caused by non-preemptable sections of kernel/system code executed within lower-priority tasks.

The interference of higher priority tasks is modelled by the third term of (1), where hp(i) is the set of higher priority tasks with execution times Cj, and each of them is executed kj times,

kj = $\left\lceil \frac{R_i}{T_j} \right\rceil$, during the time window [0-Ri], thus preempting the execution of task τ_i. More detailed explanation is presented in [17].

Equation (1) has no analytical solution but it can be used to calculate task response time through a recurrence relation

$$R_i^{(n+1)} = C_i + B_i + \sum_{j \in hp(i)} \left\lceil \frac{R_i^{(n)}}{T_j} \right\rceil C_j, \quad (2)$$

assuming that $R_i^{(0)} = C_i$. This relation is iteratively computed until $R_i^{(n+1)} = R_i^{(n)}$ or alternatively, until $R_i^{(n+1)} = D_i$, where Di is the deadline of the task. In the latter case the task is deemed unschedulable.

Using (2) based on execution time measurements and events periods/pseudoperiods the schedulability of the set of tasks (programs) was calculated.

Modification of (1) takes also into account the RTOS kernel execution effects [16]. Measurements for FreeRTOS [17] and μC/OS-III [18] kernel execution time were implemented.

Final results show that reaction times under RTOS execution control becomes unacceptable big for some of system events. Implementation of interrupt-driven subsystems and inter-task synchronization based on limited time specific interrupts disabling met time requirements. Final decision of the priority for each specific interrupt source was taken after several priority reorganizations and recalculations of (2).

5. CONCLUSION

The paper concerns on some key elements of a designed extracorporeal perfusion pump controller. There is investigated software structure decision, approaches and reasons for specific decisions for system implementation, pump simulator design and implementation and at the end a schedulability analyses and general real-time structure choice. The selected system structure, software design and implementation led to the facts that: 1) system reaction is enough fast to avoid any emergency for the pa-

tients; 2) the designed apparatus has minimal biofluid in processing for every batch cycle what minimizes the risk for the patients.

ACKNOWLEDGMENT

This work is partially funded by Bulgarian National Science Fund under project DN 03/1 2016.

REFERENCES

[1] Kralev J., B. Ivanov, I. E. Ivanov, A. Yonchev, D. Georgieva, An approach for perfusion pump control for nanofiltering, Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 67, Issue 2, 2017

[2] Ivanov B., A model of extracorporeal perfusion pump, 7th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO'2018, Budva, Montenegro, June, 2018, pp. 523-526, ISBN 978-1-5386-5682-2, IEEE Catalog Number: CFP18397-PRT

[3] Mitov A., Kralev J., Angelov I., "Design of digital PI regulators from experimental frequency response of electrohydraulic steering system", In Proceeding of 15th Int Conf on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA) 2017, ISBN 978-1-5090-6690-2

[4] Gueorguiev V., Ivanov I.E., Ivanov B., Quality Assurance Analysis of a Perfusion Pump Embedded Controller, Proceedings of technical university of sofia, Volume 68, Issue 2, 2018, pp. 209-214

[5] MathWorks, Generate and verify embedded code for prototyping or production, http://www.mathworks.com/embedded-code-generation/

[6] Watt D. A. and B. A. Wichmann, W. Findlay, "Ada: Language and Methodology." Prentice-Hall, 1987

[7] Burns A.and A. Wellings, Real-Time Systems and Programming Languages (Fourth Edition) Ada 2005, Real-Time Java and C/Real-Time POSIX, April 2009, Addison Wesley Longmain, ISBN: 978-0-321-41745-9

[8] Baldzhiev N., V. Bodurski, V. Gueorguiev, and I. E. Ivanov, Implementation of Objects Simulators and Validators using Program Generation Approach, DESE 2011, Dubai, UAE, December 2011

[9] Angelov C. K. and I. E. Ivanov, "Formal Specification of Distributed Computer Control Systems (DCCS). Specification of DCCS Subsystems and Subsystem Interactions". Proc. of the International Conference "Automation & Informatics'2001", May 30 - June 2, 2001, Sofia, Bulgaria, vol. 1, pp. 41-48.

[10] Ivanov I. E. and K. Filipova, "Integrated scheduling of heterogeneous CAN and Ethernet-based hard Real-Time network", Proc. of IEEE spring seminar 27th ISSE, Annual School Lectures, Bulgaria, 2004,vol. 24, pp.481-485

[11] Ivanov I. E. and V. Georgiev, "Formal models for system design", Proc. of IEEE spring seminar 27th ISSE, Annual School Lectures, Bulgaria, 2004,vol. 24, pp. 564-568

[12] Harel, D. "Statecharts: A visual formalism for complex systems" Science of Computer Programming 8 (1987), pp. 231-274
[13] Kavi K. M. and B. Buckles, "A Formal Definition of Data Flow Graph Models" IEEE Transactions on computers. vol. C-35, no. 11, Nov., 1986

[14] Markov E., V. Gueorguiev, I. E. Ivanov, Program Generation Approach to Semi-Natural Simulators Design and Implementation, SIMUL 2014 "The Sixth International Conference on Advances in System Simulation", Nice, France, 2014, ISBN: 978-1-61208-371-1

[15] Burns A. Pre-emptive Priority-Based Scheduling: an Appropriate Engineering Approach, In: Advances in Real-Time Systems (S. H. Son, Ed.), pp. 225-248, Prentice-Hall. 1994

[16] Angelov C. K., I. E. Ivanov and I. J. Haratcherev. Schedulability Analysis of Real-Time Systems under Dual-Priority Scheduling, Proc. of the International Conference "Automation & Informatics'2000", Oct. 2000, Sofia, Bulgaria, pp. 20-23, ISBN 954-9641-19-8

[17] *https://www.freertos.org/*

[18] *https://www.micrium.com/rtos/kernel*

Autors: Vesselin Gueorguiev, Assist. Prof. PhD, Faculty of Computer Systems and Technologies, Technical University of Sofia, E-mail address: *veg@tu-sofia.bg*; **Ivan Evg. Ivanov**, Assoc. Prof., PhD, Department "Systems and Control", Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *iei@tu-sofia.bg*

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Georgy Ruzhekov

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

МЕТОД ЗА ОЦЕНКА НА РЕЗУЛТАТИТЕ ОТ ТЪРГОВИЯТА НА FOREX БОТОВЕ

Александър Хотмар

Резюме: *Публикацията разглежда метод за комплексна оценка на резултатите от търговията на FOREX ботове. Предложеният метод отчита два фактора на търговията - печалба/загуба и поетите рискове за тяхното постигане. Методът дава възможност за по-прецизно оценяване на ефективността на FOREX ботовете. Резултатите от метода са онагледени и статистически потвърдени със серия симулационни екперименти върху реалните данни от FOREX пазара.*
Ключови думи: *FOREX пазар, бот, оценка, ефективност.*

RATING METHOD FOR FOREX BOTS' RESULTS

Alexander Hotmar

Abstract: *The article is focused on a method for complex rating of FOREX bots. The suggested method takes into account two factors of trade – the profit/loss factor and the risk factor. The method allows more accurate rating of FOREX bots' effectiveness. The results of the method are illustrated and statistically confirmed by a series of simulation tests on real data from FOREX market.*
Key words: *FOREX market, bot, rating, efficiency.*

1. УВОД

Съдържанието на настоящият материал засяга въпроса за оценка на представянето на FOREX ботове при симулационни тестове или реална пазарна търговия. Задачата на изследването е да се даде обобщена комлексна оценка на резултатите, като се отчитат два различни и изключително важни фактора. Подобна комплексна оценка е необходима, за да се даде по-ясно и точно разграничение на резултати, които са близки по стойности по единия фактор, но съществено се различават по другия. По този начин се цели да се постигне универсален начин за съпоставка и повишена прецизност, която е необходима поради ограничеността на извадките (особено в рамките на една валутна двойка).

2. ПОСТАНОВКА НА ПРОБЛЕМА

Най-простият и очевиден начин за оценка на резултатите от FOREX търговия е чрез печалбата/загубата. Проблемът тук е, че не се отчита на каква „цена“ е постигнат този резултат. Например, ако даден бот постигне 1000 USD печалба, е много важно да се отчете какво количество пари са изтъргувани, за да се пос-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

тигне този резултат. Ако са изтъргувани 2000 USD, то ботът се представя отлично, но ако е изтъргуван 1 000 000 USD, то тази печалба е незначителна. Затова е необходимо при оценяването на резултатите да се отчита както печалбата/загубата, така и изтъргуваните обеми.

При така описаната постановка могат да се разгледат осем гранични случая, получени от две гранични състояния на фактора „изтъргувани обеми“ (рискове) и четири гранични случая по фактора „печалба/загуба“ (търговски резултат). Получават се осем гранични оценки, като е показана желаната стойност на всяка от тях. Данните са обобщени в табл.1:

Табл.1.

Желани оценки на граничните случаи

Рискове / Т. Резултат	Ниски	Високи
Голям отр.	Много отр.	Средна отр.
Малък отр.	Средна отр.	Ниска отр.
Малък пол.	Средна пол.	Ниска пол.
Голям пол.	Много пол.	Средна пол.

От табл.1 е видно, че целта на търсения метод е да даде по-ниска оценка при голям търговки резултат и големи рискове и да даде по-висока оценка при същия резултат, но постигнат с по-малки рискове. Така ще се постигне баланс между резултатите и по двата фактора на оценяване.

3. СЪЩНОСТ НА МЕТОДА

За да се постигнат оценките от табл.1, се предлага двуфакторен метод за оценка във вида (1):

$$R_i = \frac{(T_{t+}+|T_{t-}|)/(C_t * E_t)}{T_{i+}+|T_{i-}|}.M.100\ , \qquad (1)$$

където:

R_i – оценка на i-ти експеримент;

T_{t+} – сумата на всички печеливши сделки;

T_{t-} – сумата на всички губещи сделки;

C_t – броя на валутните двойки;

E_t – броя на експериментите в рамките на една двойка;

T_{i+} – сумата на всички i-ти печеливши сделки;

T_{i-} – сумата на всички i-ти губещи сделки;

M – изчислява се по (2) при положителен търговски резултат и съгласно (3) при отрицателен.

$$M_+ = \frac{T_{i+}+T_{i-}}{T_{i+}/(T_{t+}/C_+)}, \quad (2)$$

където: C_+ – броя на положителните търговски резултати.

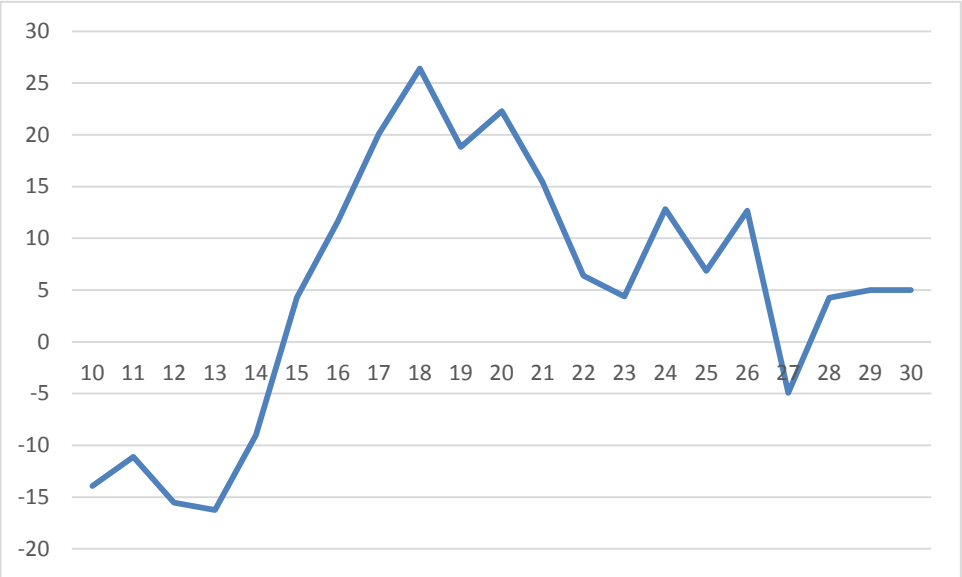
$$M_- = \frac{T_{i+}+T_{i-}}{-\frac{T_{i-}}{\frac{T_{t-}}{C_-}}} \quad (3)$$

където: C_- – броя на отрицателните търговски резултати.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

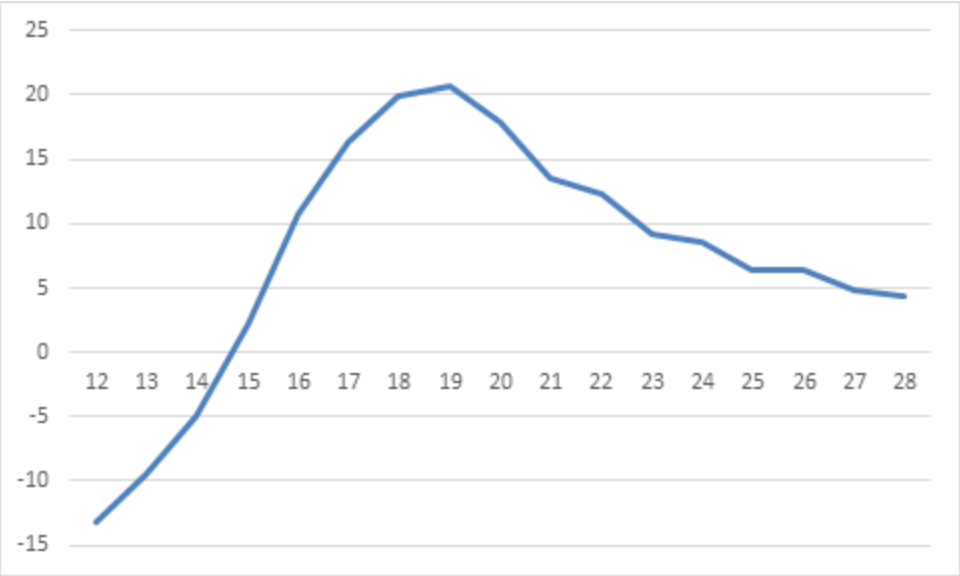
За проверка на адекватността на предложения метод ще разгледаме експеримент със примерен FOREX бот (bot4 v1.3.1.0), на който ще променяме стойността на един от ключовите параметри (на индикатор, използван за определяне на графични формации [1], [2]) и ще наблюдаваме получените оценки. На базата на експертни оценки предварително се знае, че въпросният параметър трябва да е 20 (или близо до тази стойност). Експериментът е проведен за стойности на параметъра в диапазона 10÷30, като за всяка стойност са проведени по 15 експеримента на 15 различни валутни двойки, всеки от които за период от две години. Общият брой на експериментите е равен на 21x15=315, с време за изпълнение на всеки експеримент (на мощен компютър) около 60 минути. На базата на получените резултати е изчислена и оценката за представянето на бота. Графика с оценките за всяка стойност на параметъра (една стойност на параметъра е равна на сумата от резултатите на 15-те експеримента върху 15-те валутни двойки) е показана на фиг.1.

Както се вижда, графиката не е с ясно изразена тенденция. Това се дължи отчасти на недостатъчната големина на извадките (но и не можем да получим по големи), както и отчасти на характера на разглеждания бот – стандартна ситуация е при някои случаи да имаме многократно по големи печалби/загуби от стандартните. Това довежда до съществени флуктуации в изходните данни, а оттам и в получените оценки.



Фиг.1. Оценки от представянето на бота

За да се компенсира тази обективно съществуваща, но неудобна за по-нататъшен анализ ситуация, ще разгледаме графика на пълзяща средна стойност от получените оценки. Всяка осреднена оценка е получена като резултат от пълзящ прозорец с ширина 5 оценки. Резултатите са показани на фиг.2:

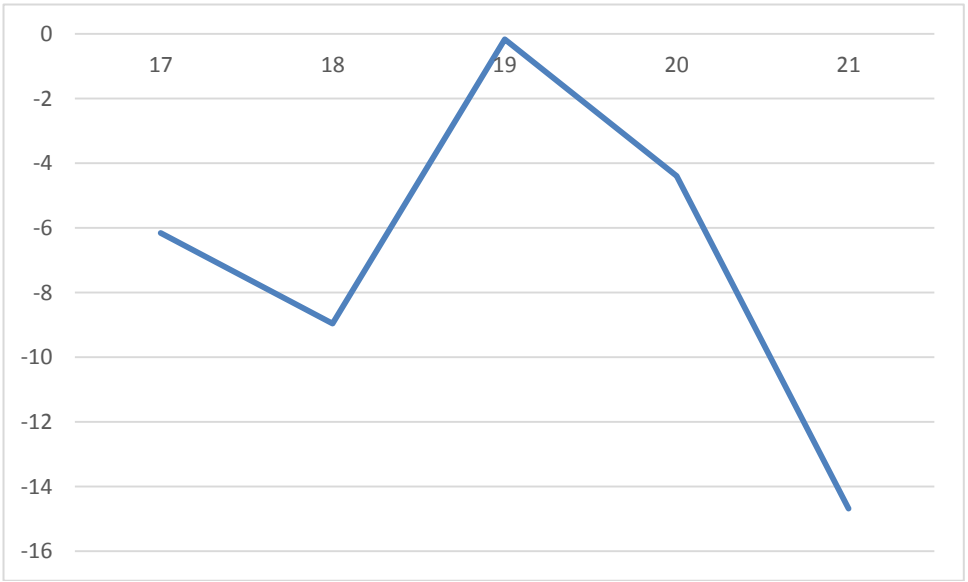


Фиг.2. Осреднени оценки (пълзяща средна от 5)

В този случай графиката вече има ясно изразен екстремум при стойност на параметъра равна на 19. Това обаче поражда въпроса дали това е някакво отклонение от предварително известната стойност 20, в следствие на ограничеността на извадката или методът за оценка показва по-точна стойност от експертните оценки. За да бъде уточнена тази неяснота се провежда разгледания по-долу контролен експеримент.

5. ПРОВЕРКА НА ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИТЕ РЕЗУЛТАТИ

За да се установи причината за получената оптимална стойност на параметъра, която е различна от експертните оценки, беше направен експеримент върху контролна извадка - получените резултати на фиг.1 са за експерименти за периода 01.01.2015÷30.12.2016.



Фиг.3. Оценки контролна извадка

Контролният експеримент е за периода 01.01.2017÷30.05.2018. В допълнение, експериментите са проведени за стойности на параметъра в диапазона 17÷21. Резултатите са показани на фиг.3:

От фиг.3 се вижда, че отново има най-висока стойност на оценката при параметър равен на 19, т.е. имаме експериментално потвърждение, че оптималната стойност на параметъра е 19 и предложеният комплексен метод за оценка еднозначно води именно тази стойност.

Направената констатация е важна от гледна точка на по-нататъшната разработка и подобряване на работата на FOREX бота, защото разглежданият коефициент е един от малкото, за които не беше намерен досега обективен числен метод за намирането на оптималната му стойност или намиране на логически издържан начин за посочването ѝ.

6. ИЗВОДИ

От направените проучвания могат да се обобщят следните изводи и заключения:

- Проблемът за оценката на ефективната работа на FOREX ботове, показан в табл.1 може да се сведе до много широк кръг случаи на разнообразни програмни реализации при симулационна или реална търговия. Следва да се очаква разрешаването на проблема в конкретния случай да може да се използва и в множество други ситуации, т.е. показаният метод би могъл да намери широко приложение;

- Методът за оценка, описан с (1), (2) и (3) напълно съответства на поставените изисквания от табл.1. Предложената формулировка еднозначно води до адекватна оценка на ефективността на работа на FOREX ботове при симулационна и реална търговия;

- Извършените експерименти, показани на фиг.1 и фиг.2, демонстрират оценки, съответстващи на предварително очаквани резултати, получени чрез експертни оценки. Получената оптимална стойност на параметъра е 19, при очаквана стойност от експертни оценки 20;

- Контролната извадка показва отново оптимални резултати при стойност на параметъра 19. Оттук следва да се заключи, че именно тази е най-добрата стойност. Това от една страна е потвърждение на адекватността на предложения метод, а от друга представлява съществена стъпка напред в разработката на конкретния FOREX бот. Последното представлява потвърждение на ползата от метода и работоспособността му при разработката на алгоритми за търговия.

От казаното до тук може да се заключи, че разработения метод дава адекватни и точни оценки с конкретна и приложна употреба в множество разнообразни ситуации при създаването на алгоритми за автоматизирана търговия.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Bulkowski T. (2005), Encyclopedia of Chart Patterns 2 edition.

[2] Frost A., Prechter R. (2005) - Elliott Wave Principle 10 edition.

Автор: Александър Хотмар, гл. ас. д-р, катедра Системи и управление, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *hotmar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 20.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Иван Евг. Иванов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ДИАГНОСТИКА И УПРАВЛЕНИЕ ПРИ НЕИЗПРАВНОСТИ С ДИНАМИЧНА РЕЗЕРВИРАНОСТ. ПРИЛОЖЕНИЕ ЗА СЕРВО СИСТЕМА - ЧАСТ 1

Александър Ищев

Резюме: *В тази статия се разглежда управление допускащо наличие на неизправност. Това се постига чрез реконфигурация на системата за управление. За целите на управлението се използва откриване и изолиране на неизправности, използваща метод с уравнения на подобие. Задачата е разгледана както като обща постановка така и като конкретно приложение. На базата на модел на системата са получени структурирани остатъци. Разгледана е постановка при която в измервателно устройство настъпва неизправност, но подхода може да се използва и за входна неизправност. Информацията от изолирането на неизправностите се използва за реконфигуриране на структурата на системата за управление. Разгледани са схеми за управление с динамични резерви – както горещ, така и студен резерв. Направени са експерименти с лабораторен стенд – следяща система като резултатите от експериментите са обсъдени.*

Ключови думи: *Диагностика на неизправности, толерантно към неизправности управление, уравнение на подобие, динамичен резерв ,серво система, лабораторен стенд.*

FAULT DIAGNOSTICS AND FAULT TOLERANT CONTROL WITH DYNAMIC RESERVATION. APPLICATION FOR A SERVO SYSTEM - PART 1

Alexandar Ichtev

Abstract: *in this paper fault tolerant control of a system is considered. The task is achieved with reconfiguration for the control system. The investigated approach uses parity relations for fault detection and isolation. The problem is stated in its general formulation as well as for a particular implementation. From the system's model, structured residuals for fault detection and fault isolation are obtained. The main emphasis is placed on the sensor fault, however actuator fault can be considered as well. The information from the fault diagnosis is used for reconfiguration of the control system. Different schemes for dynamic reservation are investigated. Both for hot and cold reservations are considered. Experiments with laboratory setup – servo system are carried out. The obtained results are discussed.*

Key-words: *Fault diagnostics, parity relations, fault tolerant control, dynamic reservation, servo system, laboratory setup.*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В последните десетилетия се наблюдава засилване на изискванията към автоматичните системи, работещи в различни условия. За да се удовлетворят тези изисквания, се проектират все по-сложни системи - с повече измервателни, изпълнителни устройства и различни компоненти. В резултат на това се увеличава вероятността за поява на неизправност. От друга страна се повишават изискванията за безопасност и надеждност на автоматичните системи. Подобряването на надеждността може да се увеличи посредством два различни подхода: посредством перфектност или проектиране на системи допускащи неизправности.

При перфектността се цели избягване на неизправности и повреди като се подобрява проектирането на отделните компоненти, използването на нови и/или по-качествени матирали. Друга мярка е провеждането на редовна профилактика и замяна на износени части. Допълнително може да се използват методи, които улесняват откриването на неизправности в ранни етапи, което позволява замяната на износени компоненти да се прави не на базата на редовни планирани интервали, а да се реализира схема за поддръжка при необходимост.

Идеята за създаването на системи, допускащи работа дори и при наличие на неизправности не изключва редовната поддръжка на системата (било то планирана или не). Въпреки това, основната насока е да се направи система, която да ограничат последиците от неизправностите и повредите до съответна компонента или под-система. Това се постига като се локализира негативния ефект и не се позволи той да се разпространи по цялата система. Може да се постави изискване цялостната системата да остане функционална, като е допустимо известно влошаване на качеството. Най-очевидният начин за постигането на тази цел е чрез използването на голям брой резервни компоненти, устройства и подсистеми. Реализирането на този подход води до по-сложни и скъпи системи.

В общият случай допускащите неизправности методи използват излишъци – резервни компоненти, без които системата би могла да функционира ако е изправна. Това означава, че в допълнение към функционално необходимите модули има свързани един или няколко допълнителни модула, като обикновено са свързани в паралел. Тези резервни модули са или идентични или различни (различаващи се). Такива схеми с излишъци (резервираности) могат да се проектират за хардуер, софтуер, обработка на информацията, както и за механични и електрични компоненти като измервателни устройства, изпълнителни устройства, микрокомпютри, шини за пренос на данни, захранвания и др. [1].

Особено внимание трябва да се отдели на неизправност в измервателните устройства, поради факта, че дори малко отклонение от правилното измерване принуждава системата да работи в нежелан работен режим. Добре известен факт е, че с течение на времето измервателните устройства могат да отместят своето показание или да бъдат повлияни от околната среда. За надеждна работа и качествена диагностика е необходимо да се използват измервателни устройства, които функционират по различни физични принципи, за да се верифицират техните измервания. Друга възможност е да се използва математичен модел на

обекта и на базата на него и на допълнителни измервания може да се реконструира измерваната променлива.

В статията е отделено специално внимание на надеждността на алгоритмите за диагностика на неизправности, което обикновено е първи етап при създаването на система допускаща неизправности. В последствие резултатите, получени от системата за диагностика се използват за реконфигуриране на системата или за промяна на управляващото устройство [1, 2]. От съществено значение е да не се генерират грешни аларми. Т.е. алгоритъмът за диагностика не трябва да индикира неизправности когато в системата няма такива. Още по-важно е да няма пропуснати аларми, т.е. ситуация при която е настъпила неизправност в системата, но алгоритъмът за откриване на неизправности да не я е открил [3, 4].

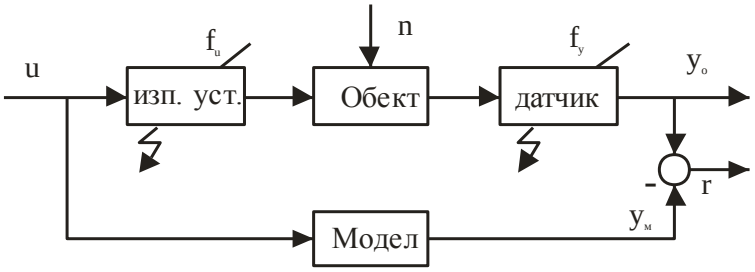
Втората част от задачата е реструктурирането на управляващото устройство. Необходимо е да се подберат само функционално незасегнати от неизправности компоненти за да може да продължи нормалното функциониране на системата за автоматично управление [5]. Това може да се постигне посредством изолиране на засегнати компоненти, промяна на структурата на системата, замяна или промяна на параметрите на управляващото устройство или като се компенсира негативния ефект от неизправността.

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Настоящата е първата и обхваща въведението; описание на методите за откриване на неизправности; предложените схеми за реконфигуриране на системата, като се подменят сигналите, използвани в обратната връзка; разглеждане на използваната схема с едни вход и два изхода и постановка на експерименталната част (с описание на лабораторен стенд – следяща система). Във втората част са представени резултатите от диагностиката на разгледаната конкретна система, Представени са конкретните схеми за управление чрез реструктуриране на системата, като са показани резултатите от лабораторни изследвания. Прави се и анализ и сравнение между отделните схеми. Също така във втората част на тази статия са поместени заключението и библиографията.

2. ОТКРИВАНЕ НА НЕИЗПРАВНОСТИ

Подходите за диагностика на неизправности се делят на такива, които не използват модел на обекта и такива, които го използват. Предимството на първите е в тяхната простота и надеждност, докато подходите използващи модел на обекта използват по-малко допълнителни измервателни и изпълнителни устройства като по този начин се намалява цената на цялата система. В тази статия е разгледан именно един такъв подход за диагностика. Той се базира на уравнение на подобие [6]. При него се прави сравнение на измерима променлива с изход на модел, получен за номиналния режим на работа на системата [1, 4]. След това разликата между тези два сигнала се изразява като остатък. Общата формулировка на остатък е аналитична величина ($r = W_u(p)u + W_y(p)y$), която има стойност нула при изправна система и е различна от нула при наличие на неизправност в системата [3, 6]. По този начин остатъкът е величина, която показва наличието на неизправност. При уравненията на подобие чрез остатъка се про-

верява съответствие между обекта и неговия номинален модел. Предполага се, че неизправностите в измервателното устройство и/или в изпълнителното устройство са адитивни, т.е. техният ефект се добавя към коректното измерване/управление и не зависи от неговата абсолютната стойност. Входната и изходната неизправности се означават съответно с $f_u(p)$ и $f_y(p)$. Шумът действащ на обекта е означен с $n(p)$ (виж. фиг.1). Ако истинската предавателна функция на обекта е $W_o(p)$, а моделът е $W_м(p)$, то грешката от моделиране се получава от $\Delta W_м = W_o(p) - W_м(p)$.



Фиг.1. Блок-диаграма за генериране на остатъци.

В тази статия се използват първични остатъци, получени от уравнението на изходната грешка [1, 6]. Това е разликата между измеримия сигнал y_o и изчисления на изхода на модел $y_м$.

$$r(p) = y_o(p) - y_м(p) \tag{1}$$

От тук може да се види, че броят на остатъците е равен на броя на изходите на системата, а техният брой определя броя на неизправностите, които могат да бъдат открити. След преобразувания може да се получи окончателният запис за остатъка

$$\mathrm{r(p)} = \Delta W_м u(p) + W_o(p) f_u(p) + n(p) + f_y(p) \tag{2}$$

При едномерна система има само един остатък. Той би имал стойност „нула" само ако има идеално съвпадение на модела с обекта, няма шум и няма входна и изходна неизправности. В общия случай на едномерна система отделянето на съответните компоненти е невъзможно. Това означава, че дори и при изправна работа на системата остатъците ще се отличават от нула. Поради тази причина остатъците се сравняват с съответен праг.

$$r = \begin{cases} 0 \text{ ако } |r_i(t)| \le r_n \\ 1 \text{ ако } |r_i(t)| > r_n \end{cases} \tag{3}$$

където r_n дефинира прага $r = 1$ означава, че един от праговете е преминат.

Ситуацията става по-благоприятна, когато са налични повече измервания. В този случай някои компоненти на вектора на остатъка се отклоняват по различен начин, а някои въобще не се отклоняват. Както ще бъде показано по-долу това ще помогне за изолирането на неизправностите.

Обсъдените до този момент остатъци са получени директно от измервания и от изхода на модел на обекта. Такива остатъци се наричат първични [1, 6]. Те са лесни за прилагане, но информацията от обекта може да се обработи и да се получат структурирани остатъци. Тези остатъци може да се проектират така, че да

се постигнат специални свойства. Някои от тези свойства може да са независимост на остатъците от шума и/или от някои от смущенията. Един от начините да се проектират тези остатъци е ако се направи така, че неизправностите да въздействат на някои от остатъците, но да нямат никакво влияние върху други. Тогава може да се създаде вектор или таблица, които да покажат взаимовръзката. Трябва да има поне един остатък, който да е незасегнат от дадена неизправност. Ако грешка в един остатък не води до изолиране на друга неизправност, то структурираната матрица на взаимовръзките се нарича силно изолираща. Един начин за задаване на остатъците е да се задели по един специализиран остатък за всяка възможна неизправност. Пример за такава взаимовръзка с три остатъка е представен на табл.1 след като са приложени ограниченията от уравнение (3).

Таблица 1.

Взаимовръзка „остатък-неизправност”

	Без неизправност	$f_1(p)$	$f_2(p)$	$f_3(p)$
$r_1(p)$	0	1	0	0
$r_2(p)$	0	0	1	0
$r_3(p)$	0	0	0	1

За да се генерират остатъци с добри изолационни качества на изолационният вектор, е необходимо остатъкът да е независим от неизправността, която се опитва да изолира. Такъв пример е показан в табл.2.

Таблица 2.

Взаимовръзка „остатък-неизправност”

	Без неизправност	$f_{y1}(p)$	$f_{y2}(p)$	$f_u(p)$
$r_1^*(p)$	0	0	1	1
$r_2^*(p)$	0	1	0	1
$r_3^*(p)$	0	1	1	0

Слабо изолираща матрица означава, че в следствие на една грешка се изолира друга неизправност. Пример за слабо изолируема взаимовръзка е показана на табл.3. Неизправностите не могат да се изолират ако взаимовръзките им са неразличими.

Таблица 3.

Взаимовръзка „остатък-неизправност”

	Без неизправности	$f_u(p)$	$f_{y1}(p)$	$f_{y2}(p)$
$r_1(p)$	0	1	1	0
$r_2(p)$	0	1	0	1

За да се получи изолационен вектор, уравнението на изходната грешка за многомерна система (1) се умножава с генерираща структурирани остатъци матрица W.

$$r^*(p) = W[y_o(p) - W_M(p)u(p)] \quad (4)$$

Колоните на W трябва да се избират по такъв начин, че да направят съответният ред от дясната страна на равенството независим от съответен вход или изход. Процедурата ще бъде илюстрирана за пример – обект с един вход и два изхода (виж. Точка 7 във втората част на тази статия).

4. УПРАВЛЕНИЕ ПРИ НАЛИЧИЕ НА НЕИЗПРАВНОСТИ

Съществуват два основни подхода за изграждане на системи допускащи неизправности: със статичен резерв и с динамичен резерв.

При схемата, използваща статичен резерв, има необходимост от три или повече паралелни модула, които имат един и същ входен сигнал и всички са активни. Техните изходи са свързани към модул за „гласуване“, който сравнява измерените сигнали и взима решение на базата на мнозинство. Определя се коя стойност е вярната (ако са близки стойности би могло да се вземе средна стойност и тя да се използва като истинска). Ако се приложи например схема с три модула за измерване и едното измерване съществено се отличава от останалите, то този модул се игнорира и за определяне на истинската стойност се взима средната стойност на останалите два от три модула [1]. По този начин единична неизправност се толерира без каквото и да е усилие от специфична система за диагностика на неизправности. n излишни модула могат да толерират $(n-1)/2$ неизправност (n е нечетно). Основните недостатъци на статичният излишък са високата цена, по-голяма консумация на енергия и тегло на системата. В допълнение този метод не може да толерира еднакви неизправности, които възникват във всички модули поради наличието на общ източник на неизправност.

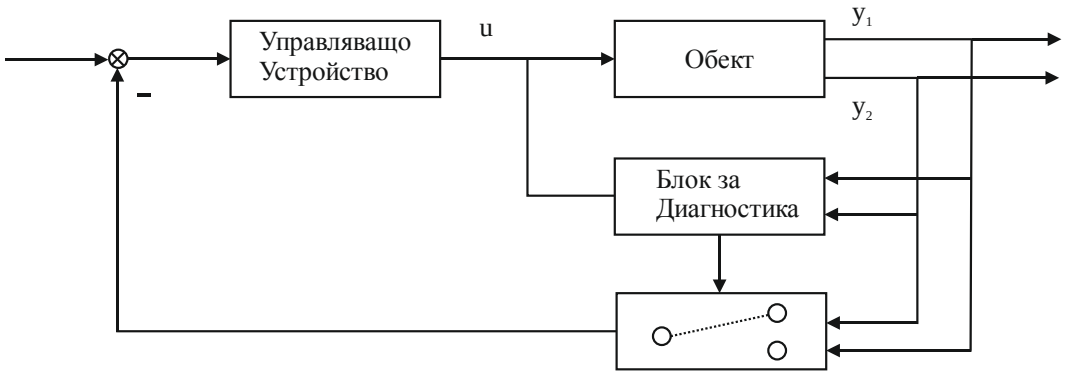
Динамичния резерв изисква по-малко модули. Това е и основната причина този подход да се предпочете в тази статия. Бройката и съответно цената на компонентите в системата е по-ниска, но за сметка на това има необходимост от по-голяма обработка на информация (евентуално увеличена цена на управляващия модул). Също така, по-малкото модули позволява да се пести и от обем и тегло на системата. Допълнително по-малкото на брой модули довежда и до по-малък на брой възникващи неизправности. Трябва да се отбележи, че трябва да има известна резервираност, т.к. ако единствения модул е неизправен не може да се осъществи толерантно към неизправности управление. Минималната конфигурация се състои от два модула. Точно такива схеми са разгледани и в тази статия, като принципните им схеми са показани на фиг. 2. и фиг. 3.

При разгледаните схеми се взима под внимание единият модул. Ако основния модул се повреди, то резервния модул (или резервното устройство) поема изпълняването на функцията. Това изисква диагностиката на неизправности, която да наблюдава дали работещият модул не става неизправен. След откриването на неизправност е необходимо да се направи реконфигурация като се включи модула чакащ в готовност и да се премахне неизправния модул. Алтернативно може да се направи реконфигуриране на системата или на управляващото устройство [7] или да се модифицират заданието или компенсира отместване на измервания сигнал [8].

Според модула/модулите в готовност и тяхната готовност за работа могат да се приложат три схеми на динамичен излишък.

- Горещ резерв;
- Студен резерв;
- Хибриден резерв;

При горещия резерв (фиг.2) модула в готовност работи непрекъснато. Това позволява информацията от него да се използва за по-качествена диагностика. В допълнение на това времето за превключване е сравнително малко. Като недостатък на тази схема може да се посочи, че той е свързан с допълнителни разходи за работа както и води до износване на съответния резервен модул.



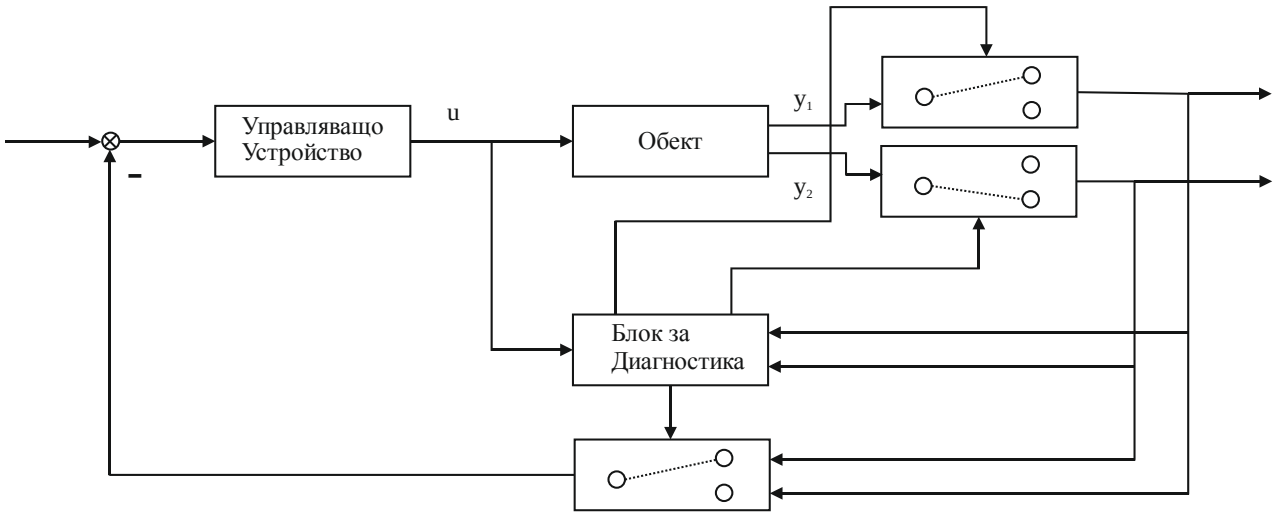
Фиг.2. Схема на толерантно към неизправности управление при работа със схема с горещ резерв.

При представянето на фиг.2 схема и показана система с два идентични измервателни блока. (В разгледаната в точка 7 система има различни измервания, но те са взаимно свързани, т.е. едното може да бъде изчислено на базата на другото). При тази схема стойността за работата на второто измервателно устройство не е много висока, а неговото използване позволява да се направи по-надеждна диагностика и да се направи много бързо превключване между двете измервателни устройства. Управлението също е много просто – използва се само един управляван ключ.

Динамичен резерв при който резервния модул чака в готовност и не функционира при изправна система се нарича „студен резерв“ (фиг.3). Основно предимство на тази схема, в сравнение с предишната е, че резервния модул не се износва, т.е. съхранява се неговия ресурс. Той се активира само, когато системата за диагностика на неизправност е открила наличието на тава в основния модул. Това се постига за сметка на по-сложна за реализация структура.

Както се вижда от фиг.3 тази схема изисква наличието на повече превключватели. Необходимостта на повече компоненти допълнително води до увеличаването на вероятността за възникване на неизправности в системата. Друг съществен недостатък на тази схема е необходимостта за повече време за прехвърляне на работата към резервния модул, поради честата необходимост от включваща

процедура за резервния модул. И за двете схеми качеството на системата за откриване не неизправности е от съществено значение.



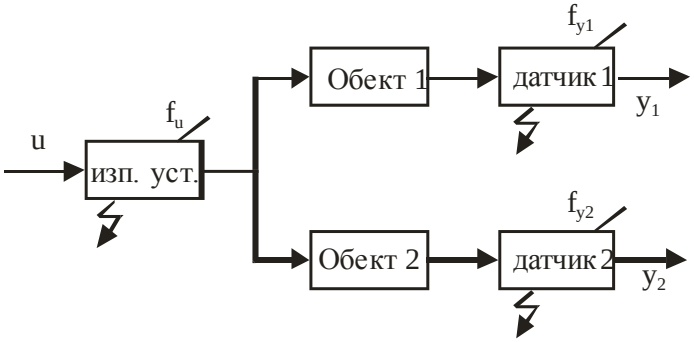
Фиг.3. Схема на толерантно към неизправности управление при работа със схема с студен резерв.

Динамичния излишък може да се разшири с две или повече системи в готовност, като по този начин могат да се толерират две или повече неизправности.

Комбинация от модули работещи в студен и горещ резерв води до появата на хибридни схеми. По този начин може да се преодолеят недостатъците на различните видове резервираност, но за сметка на това са изключително сложни за реализация. Може да се експериментира и със схеми използващи комбинации от статични и динамични резерви, както в такъв случай комплексността ще е още по-голяма.

4. СИСТЕМА С ЕДИН ВХОД И ДВА ИЗХОДА

Блок-схемата на изследваната система е показана на фиг.4. Тя има един вход и два изхода. Системата може да бъде представена като две паралелни подсистеми с един и същ вход, но с различни изходи.

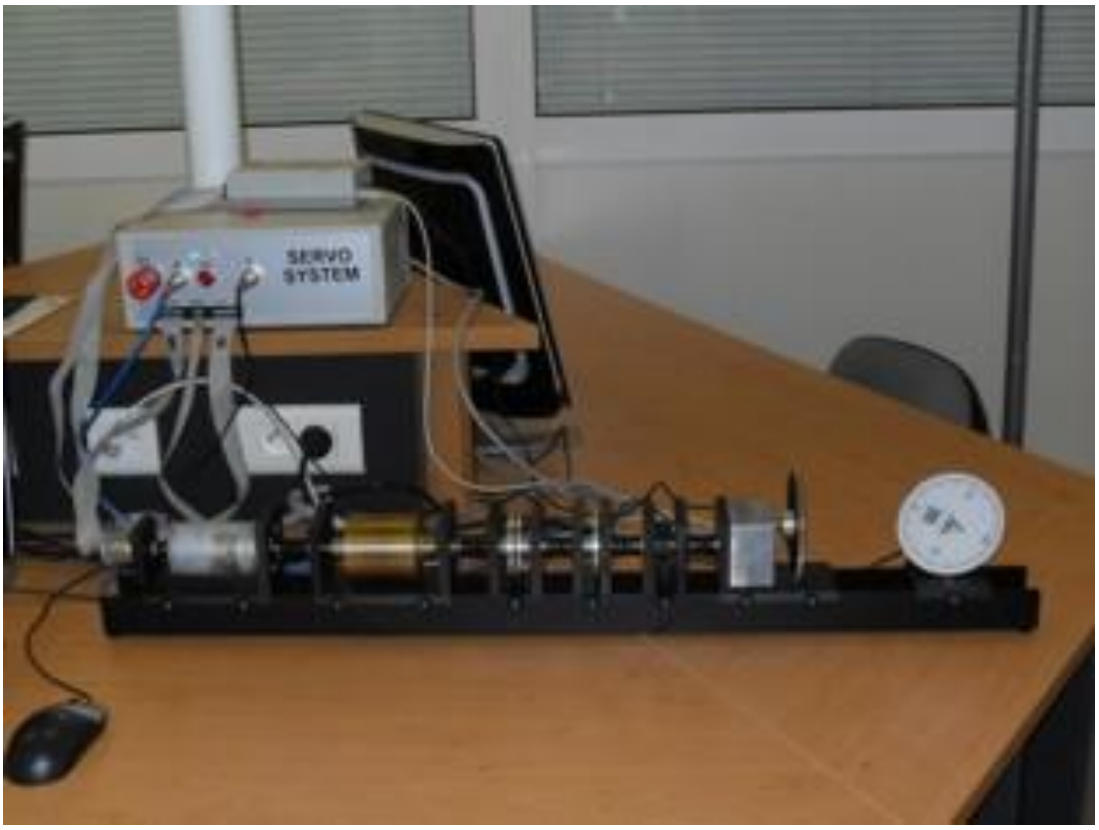


Фиг.4. Система с един вход и два изхода.

В този случай ще има само два първични остатъка, т.к. има само два изхода (виж. Точка 3).

В разглеждания случай може да се определят неизправностите както във входа, така и в изходите на обекта. От фиг.4 може да се види, че входната неизправност променя описанието на системата и по двата паралелни канала, докато неизправност в измервателно устройство ще промени само един от каналите. Това означава, че и двата остатъка ще бъдат активирани от входна неизправност и само един остатък ще бъде активиран от изходна неизправност. Това ще доведе до слаба изолационна матрица на взаимовръзките „остатък-неизправност", показа на табл.3.

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ПОСТАНОВКА

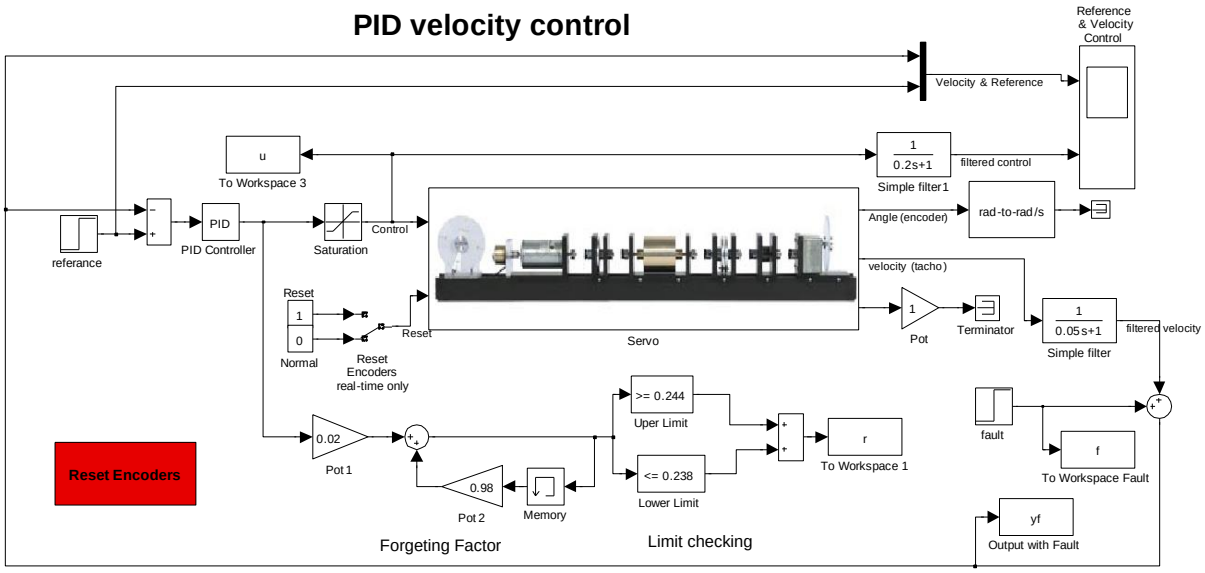


Фиг.5. Лабораторен модел

Експериментите са проведени с лабораторен стенд – серво система, произведен от фирмата Inteco®. Стендът е показана на фиг.5. Управлението се подава на постояннотоков двигател, свързан с тахогенератор. Двигателят задвижва вал, на който са закачени инерционен модул, зона на нечувствителност, магнитна спирачка и предавателна кутия. Завъртането на вала на двигателя се измерва посредством инкрементален енкодер. Двигателят се управлява с помощта на широчинно импулсен модулатор (ШИМ). Промяната на коефициента на ШИМ променя ефективната стойност на напрежението $u(t) = v(t)/v_{max}$ ($v_{max} = 12\,V$). Управлението е в интервала $[-1 \quad 1]$ (знака на ШИМ определя посоката на въртене). Важно е да че подчертае, че двете измервателни устройства работят на базата на различни физични принципи и не могат да бъдат едновременно повлияни от околната среда. Екнодерът е цифрово измервателно устройство, изпол-

зващо светлина, докато тахогенераторът е аналогово устройство, базиран на явлението електромагнетизъм.

Експериментите са поведение в средата Matlab/Simulink® със Real Time Workshop®. Блок-диаграмата на системата е представена на фиг.6. В средата на фигурата е представен драйверът за свързване към сервосистемата. Той е предоставен от фирмата производител Inteco®. Управляващото устройство е ПИ регулатор (използван е блок ПИД регулатор) с коефициенти $K_{\text{П}} = 0.06$ и $K_{\text{И}} = 0.03$ (коефициентът на Д частта е 0).



Фиг.6. Блок-диаграма на Simulink®

През първите петнадесет секунди от експеримента в системата няма неизправност. Двигателят се развърта и работи в номиналния си режим. В петнадесетата секунда се появява адитивна неизправност, която представлява отместване на измервателното устройство с десет оборота в минута.

Във втората част на настоящата разработка са представени резултатите от проведените експерименти за двата метода за управление при неизправности. Резултатите са коментирани и сравнени. Също така, във втората част на статията са представени заключението и библиографията.

Автор: Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Цоньо Славов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ДИАГНОСТИКА И УПРАВЛЕНИЕ ПРИ НЕИЗПРАВНОСТИ С ДИНАМИЧНА РЕЗЕРВИРАНОСТ. ПРИЛОЖЕНИЕ ЗА СЕРВО СИСТЕМА - ЧАСТ 2

Александър Ищев

Резюме: *В тази статия се разглежда управление допускащо наличие на неизправност. Това се постига чрез реконфигурация на системата за управление. За целите на управлението се използва откриване и изолиране на неизправности, използваща метод с уравнения на подобие. Задачата е разгледана както като обща постановка така и като конкретно приложение. На базата на модел на системата са получени структурирани остатъци. Разгледана е постановка при която в измервателно устройство настъпва неизправност, но подхода може да се използва и за входна неизправност. Информацията от изолирането на неизправностите се използва за реконфигуриране на структурата на системата за управление. Разгледани са схеми за управление с динамични резерви – както горещ, така и студен резерв. Направени са експерименти с лабораторен стенд – следяща система като резултатите от експериментите са обсъдени.*

Ключови думи: *Диагностика на неизправности, толерантно към неизправности управление, уравнение на подобие, динамичен резерв ,серво система, лабораторен стенд.*

FAULT DIAGNOSTICS AND FAULT TOLERANT CONTROL WITH DYNAMIC RESERVATION. APPLICATION FOR A SERVO SYSTEM - PART 2

Alexandar Ichtev

Abstract: *in this paper fault tolerant control of a system is considered. The task is achieved with reconfiguration for the control system. The investigated approach uses parity relations for fault detection and isolation. The problem is stated in its general formulation as well as for particular implementation. From the system's model, structured residuals for fault detection and fault isolation are obtained. The main emphasis is placed on the sensor fault, however actuator fault can be considered as well. The information from the fault diagnosis is used for reconfiguration of the control system. Different schemes for dynamic reservation are investigated. Both for hot and cold reservations are considered. Experiments with laboratory setup – servo system are carried out. The obtained results are discussed.*

Key-words: *Fault diagnostics, parity relations, fault tolerant control, dynamic reservation, servo system, laboratory setup.*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

6. ВЪВЕДЕНИЕ

Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Първата обхваща въведението, описанието на методите за откриване на неизправности. Коментират се схеми за управление при възникване на неизправности (реструктуриране на системата за управление). Направено е описание на система с един вход и два изхода и е представена постановка на задачата. Настоящата статия представлява втората част на работата. В нея са коментирани конкретните реализации на системите за диагностика и управление при неизправности. Съдържа и резултатите от проведените експерименти. В тази част се прави коментиране и сравнение на получените резултати. Също така, в нея се намират заключението и библиографията.

7. ДИАГНОСТИКА С УРАВНЕНИЯ НА ПОДОБИЕ

При диагностиката чрез метода с уравнение на подобие са необходими предварителни изчисления, за да се получат структурираните остатъци (напр. от табл.2). Тези остатъци са силно изолируеми. Сервоситемата е моделирана като апериодично звено, а нелинейните блокове в системата не са отчетени.

Взаимовръзките между входа и съответните изходи се дават от

$$W_1(p) = \frac{K_1}{T_1 p+1} = \frac{y_1(p)}{u(p)} \tag{5}$$

$$W_2(p) = \frac{K_2}{T_2 p+1} = \frac{y_2(p)}{u(p)} \tag{6}$$

Уравнения (5) и (6) могат да бъдат представени във вида

$$0 = y_1(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} u(p) \tag{7}$$

$$0 = y_2(p) - \frac{K_2}{T_2 p+1} u(p) \tag{8}$$

и записани във векторна форма.

$$\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} y_1(p) + \begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix} y_2(p) + \begin{bmatrix}-\frac{K_1}{T_1 p+1}\\-\frac{K_2}{T_2 p+1}\end{bmatrix} u(p) \tag{9}$$

Структурираната матрица на остатъците се получава след като уравнение (9) се умножи с формираща матрица W (виж. Т. 3). Повече информация за метода, по който могат да се получат структурираните остатъци може да се намери в [6]. Тук е представен само ктайния резултат от изпълнението на процедурата.

$$r_1^*(p) = y_2(p) - \frac{K_2}{T_2 p+1} u(p) \tag{10}$$

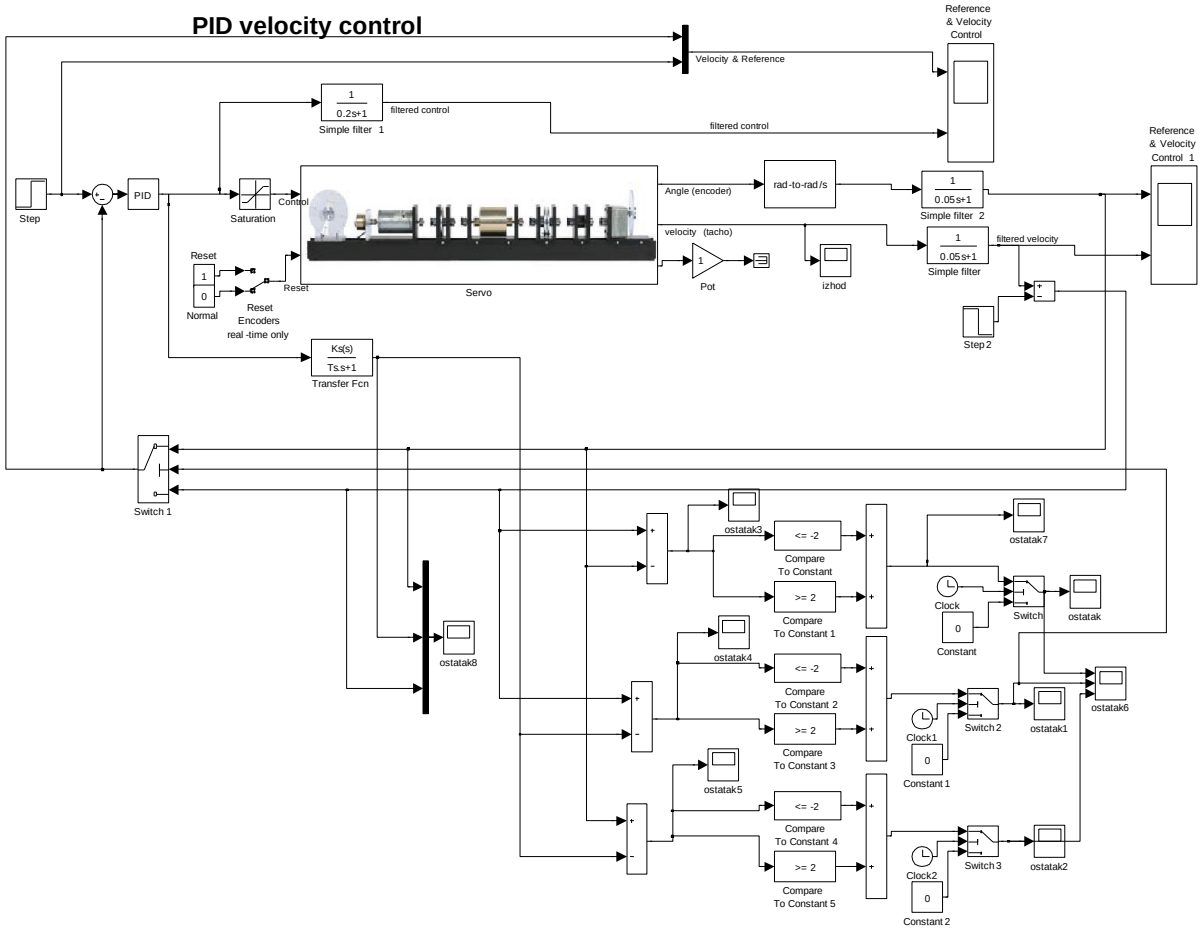
$$r_2^*(p) = y_2(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} u(p) \tag{11}$$

$$r_3^*(p) = \frac{K_2}{T_2 p+1} y_1(p) - \frac{K_1}{T_1 p+1} y_2(p) \tag{12}$$

Той е лесно разбираем поради простота на системата, като уравнения (10) и (11) следват директно от уравнени (8) и (7) ($r = 0$ за изправна система). От уравнения (10-12) може да се види, че първия остатък е независим от първия изход, втория остатък от втория изход, а третия остатък от входния сигнал.

8. УПРАВЛЕНИЕ НА СИСТЕМА С ГОРЕЩ РЕЗЕРВ

Схемата на лабораторната постановка при работа на системата с горещ резерв е показана на фиг.7. При нея се реализира схема за управление представена на фиг.2, като е добавена и системата за диагностика от предишната точка.

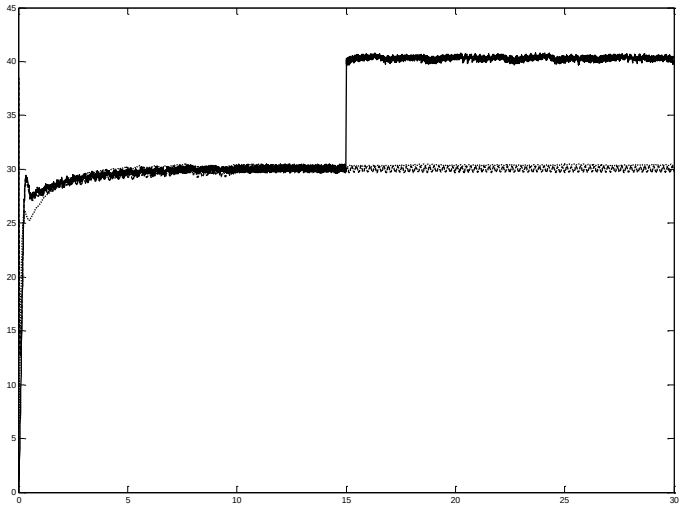


Фиг.7. Блок-диаграма на Simulink® за управление с горещ резерв

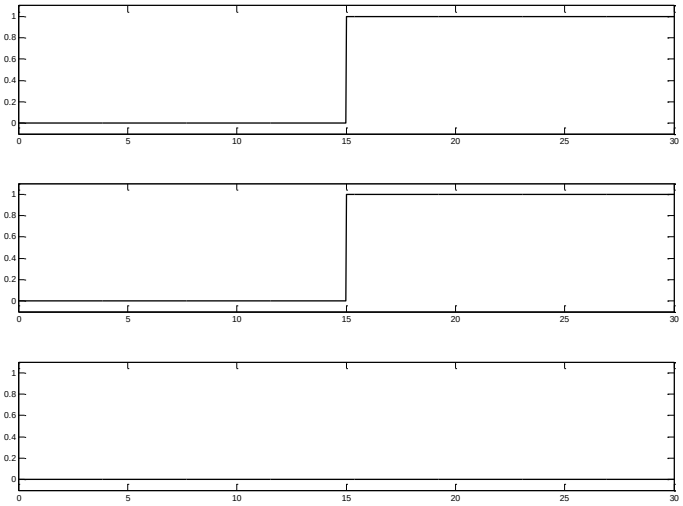
Резултатите от проведения експеримент за двата изхода и за изхода от модела, когато не се прави диагностика и управление при неизправности са представени на Фиг. 8. Вижда се, че след настъпването на неизправност системата се ускорява над желаната установена стойност, което е недопустимо.

За целите на управление при неизправности се предлага да се използва диагностика на неизправности, базирана на уравненията на подобие, от предходната точка. Това позволява да се използва силно изолируема матрица на остатъците представена в табл.2. За провеждането на експеримента, във средната част на фиг.7 е представен модела на обекта с неговата предавателна функция ($K_s = 137.6367$; $T_s = 0.9636$) а най-отдолу са реализирани десните части на уравнения (10)-(12). Т.к. скоростта е реконструирана на базата за ъгъла от енкодера и представлява практически величината получена от тахогенератора не е необходимо да се използват две предавателни функции описващи обекта, а само една. Също така на уравнение (12) може да се замени с проста разлика на двата изхода. Уравнение (12) е реализирано като първи остатък в схемата на фиг.7. За-

дадени са и праговите стойности, като след тяхното прилагане са получени окончателните бинарни остатъци. Те са представени на фиг.9. Забелязва се правилната работа на системата за диагностика, т.к. два от трите структурирани остатъци са реагирали на настъпването на неизправност в системата (тахогенератора). От таблицата на съответствието може еднозначно да се определи неизправната ситуация.



Фиг.8. Двата изхода на системата и изхода на модела.

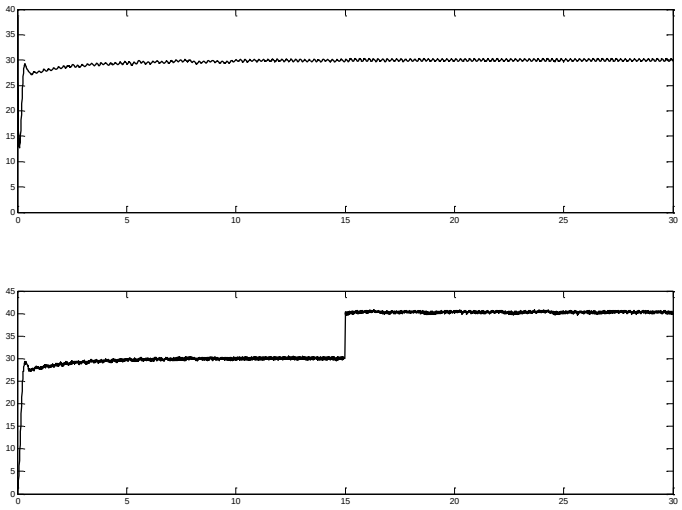


Фиг.9. Бинарни прагове на остатъците след провеждане на диагностика.

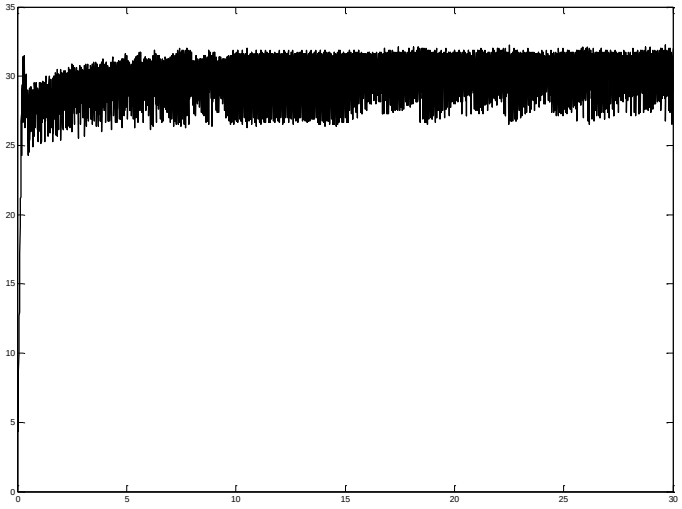
След провеждането на диагностиката е необходимо да се премине към управлението на системата. Принципно е необходимо да се направи анализ за всяка една възможна неизправност и да се определи какъв ще е нейния ефект върху системата след което се избира съответно действие, което да елиминира ефекта от настъпилата неизправност. Тук се разглежда единствено вариантът при който

настъпва неизправност в тахогенератора. Този сигнал е основен за формирането на обратната връзка в системата и поради това е от основно значение за правилното и функциониране. В лявата страна на фиг.7 е поставен ключ. При настъпване на неизправност в тахогенератора той превключва между сигналите от двете измервателни устройства. Неговото действие е по принципа на схемата от фиг.2. За да се избегнат грешни аларми, ключа е направен да превключва само когато едновременно се активират двата първи остатъка. Всеки от тях има стойност „1“ при своята активация и поради това е сложен праг от 1.5 за превключване (за сумата на двата остатъка). При настъпването на това събитие в обратната връзка на системата започва да се използва информацията получена от енкодера.

На фиг.10 са показани двата изхода на системата, записани от най-десния наблюдаващ блок. Това са изходите отговарящи на измерване с неизправен тахогенератор.

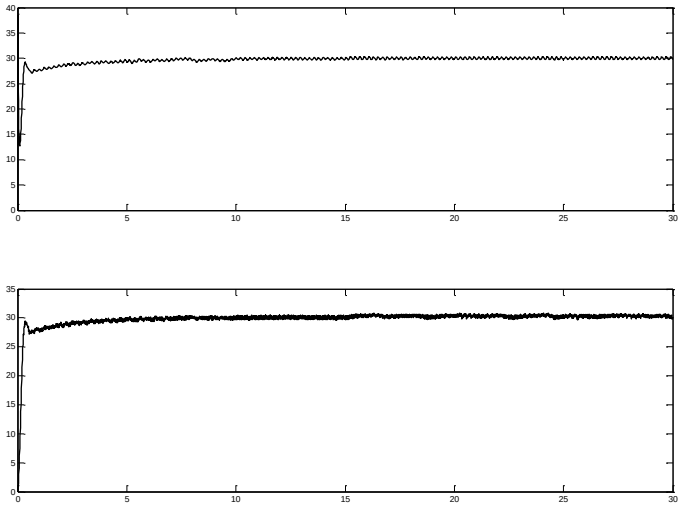


Фиг.10. Измерени изходи от системата.



Фиг.11. Сигнал в обратната връзка в системата след превключване на измервателното устройство.

На следващата фигура (фиг.11) е показан изхода на системата, използван за обратна връзка. От нея се вижда, че няма никаква промяна в поведението на системата след настъпване на неизправността. Това свидетелства за факта, че системата за управление при неизправност си е изпълнила функцията и е елиминирала негативния ефект от настъпването на неизправността. Това може да се потвърди и от фиг.12, където са представени двата изхода на системата преди симулираната неизправност.

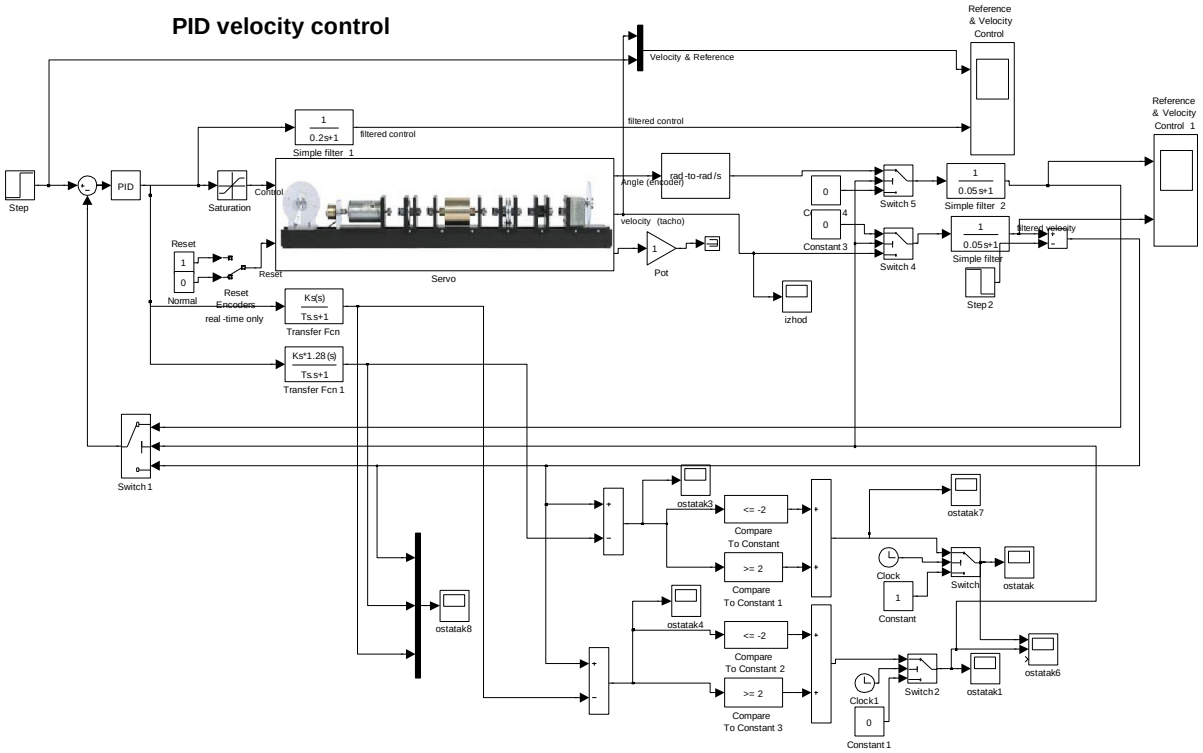


Фиг.12. Измервания в системата на базата на реални изходи (преди симулираната неизправност).

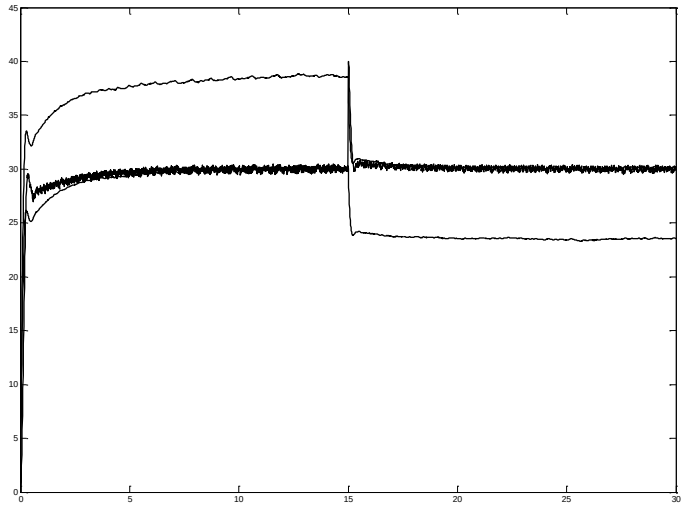
9. УПРАВЛЕНИЕ НА СИСТЕМА СЪС СТУДЕН РЕЗЕРВ

При управление използващо студен резерв не е възможно да се използва схемата за диагностика, описана в точка 7 и използвана в предишния експеримент. Проблема се състои във факта, че във всеки момент от време е налично само едно от измерванията от системата, а другото отсъства. Схемата на лабораторната постановка е показана на фиг.13. Експеримента е проведен при същите условия както в предходната точка, т.е. започва работа с изправна система, като е симулиране неизправност в тахогенератора в 15-тата секунда.

Тази схема на управление отговаря на схемата от фиг.3. За да е възможно да се направи диагностика на неизправности е необходимо да се състави поне още един модел на системата. При съставянето на модела е заложена предполагаемата неизправност. Задачата за диагностика се свежда до определяне на момента на настъпването на неизправността. Отново системата за диагностика се намира под модула за свързване с обекта. Формират се два остатъка, като те представляват разлики между всеки един от моделите (изправен и неизправен) и съответно изхода от тахогенератора. В този случай не целесъобразно да се формира разлика между двата модела, т.к. такава винаги ще има.



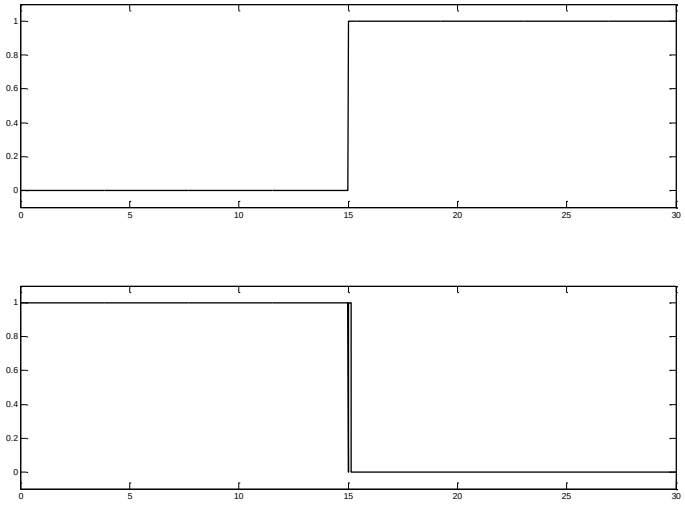
Фиг.13. Блок-диаграма на Simulink® за управление с горещ резерв



Фиг.14. Изхода на тахогенератора и на двата модела.

За съжаление се налага да се използва слабо изолируема матрица на остатъците. Именно такава е показана на табл.3. Трябва да се има предвид, че при наличие на силни шумове в системата, смущаващи въздействия или грешки от моделиране е възможно да се направи грешно заключение относно неизправната ситуация. Получените бинарни остатъци от системата за диагностика са представени на фиг.15. За да се подобри диагностичното качество на системата и да се постигне близка надеждност до тази от предходния експеримент тук се предлага да се проверява и неизправния модел. По този начин отново ще има промяна в два

от остатъците. Разликата в сравнение с експеримента с горещ резерв е, че няма да има трети сигнал, който няма да реагира на съответната неизправност. Последното предоставя увереност, че системата за диагностика работи коректно. Другото съществено различие е, че при тази схема се активира един остатък а друг се деактивира, което е отличие и с табл.3. Това задължително трябва да се вземе предвид при формирането на прага за превключване, като двата остатъка може да се извадят, вместо да се събират (както бе коментирано в схемата с горещ резерв).



Фиг.15. Бинарни прагове на остатъците след провеждане на диагностика.

Преди настъпването на неизправността има съответствие между първия модел и измервания изход и в първите 15 сек. първия остатъка има нулева стойност, а съответно втория има стойност „1“. След настъпването на неизправността вече има съответствие с втория модел и измервания изход и съответно втория остатък придобива нулева стойност докато първия се активира (придобива стойност „1“). Трябва да се отбележи, че ако настъпи неизправност, която не е моделирана и двата остатъка ще получат стойност различна от нула.

Логиката на превключването може да бъде различна в зависимост от системата. При някои системи, включително разглежданата, е достатъчно да се установи неизправност за да се вземе решение за превключване към резервния модул (сигнала от енкодера), докато при други превключването трябва да се избърши само ако имаме точно установена неизправност.

При използваната логиката със студен резерв (фиг.3) има наличие на повече ключове в сравнение с горещия резерв (фиг.2).

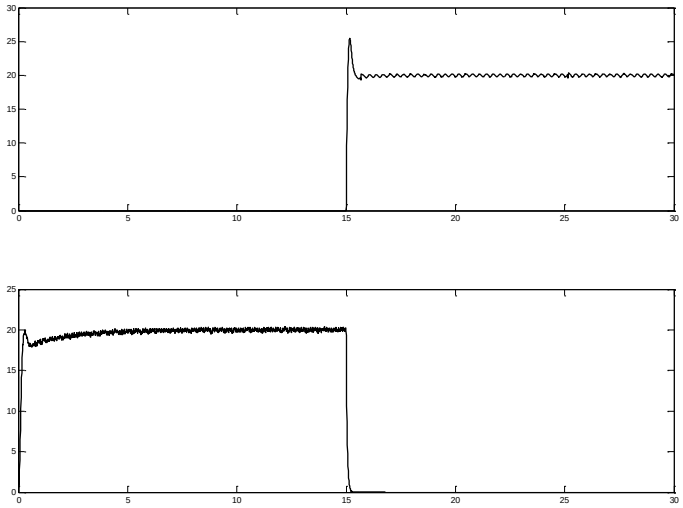
Необходимо е сигнала от неизправното устройство (тахогенератора) да се изключи, да се включва резервното измервателно устройство (енкодера) и същевременно да се превключи използвания сигнал за целите на обратната връзка.

Последния ключ е общ със системата с горещ резерв. При разгледаната система няма забавяне на измерването от резервния модул.

При измервателни устройства е възможно превключването да се осъществи много бързо, въпреки това ако има забавяте, то е необходимо да се отчете от логиката на управляващото устройство.

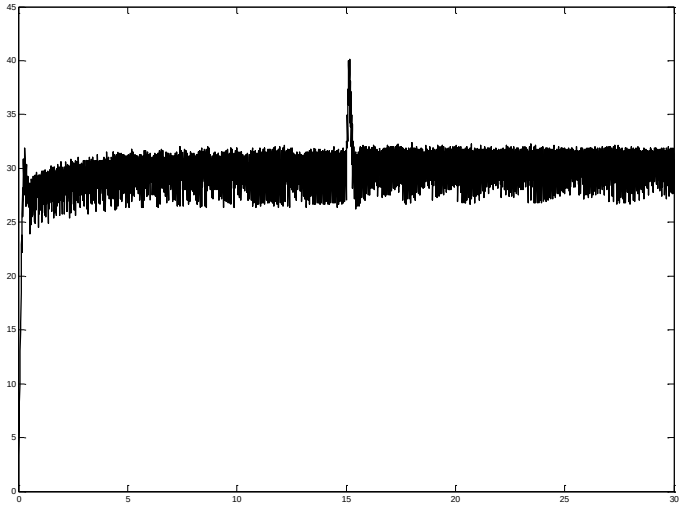
Едно решение би могло временно да се използва модел на системата, вместо реално измерване (за периода на включването на резервния модул).

Двата измерими изходни сигнала са представени на фиг.16.



Фиг.16. Измерени изходи от системата.

При наблюдаването на сигнала в обратната връзка фиг.17 се наблюдава малък скок по време на превключването, но този проблем е много бързо елиминиран.



Фиг.17. Сигнал в обратната връзка.

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В тая статия е изследвано диагностиката на неизправност с помощта на модел на обекта. Използван е метод с уравнения на подобие за да се направи диагностика на системата. След това са приложени две схеми за управление допускащи неизправности. Идеята на това управление е да се елиминира неизправната компонента от управляващия контур (най-вече от обратната връзка). По този начин се използва само измерване от изправни компоненти на системата. Разгледаните две схеми за управление са съответно с горещ и студен резерв. Първата се характеризира с възможността да се използва повече информация, като по този начин е възможно провеждането на по-надеждна диагностика. Също така схемата за превключване е по-лесна, а самото превключване става по-бързо. Предимство на втората схема – със студен резерв е в това, че работи само един от модулите, като за сметка на по-голяма изчислителна мощност и по-комплексна схема на превключване се постига съхраняване на ресурса на съответния резервен модул. Схемите са демонстрирани за работата на лабораторен стенд – сервосистема като резултатите от проведените експерименти са коментирани.

ЛИТЕРАТУРА

[1] R. Isermann ***Fault-Diagnosis Systems***, Springer 2006.

[2] R. Isermann, Balle P ***Trends in the application of model-based fault detection and diagnostics in technical processes.*** Control Engineering Practice, 5 (5), pp 638-652, 1997.

[3] Janos Gertler, ***Fault Detection and Diagnosis in engineering systems***, Marcel Dekker, Inc., USA, 1998.

[4] Ron J. Patton, Paul M. Frank, and Robert N. Clark (Eds.), ***Issues of fault diagnosis for dynamic systems***, Springer, London, UK, 2000.

[5] Patton, R. ***Fault-tolerant control: the 1997 situation.*** In Prepr. IFAC SAFEPROCESS, volume 2, 1997, pp 591-596

[6] Alexandar Ichtev, **Parity equations for fault diagnostic of a servo system**. XVIII национален научен симпозиум с международно участие "Метрология и метрологично осигуряване 2009" Созопол, pp. 498 – 504.

[7] Г. Йорданова, А. Ищев, **Размито толерантно към неизправности управление на сервосистема.** Национална студентска научно-техническа конференция, стр. 51-58, ISSN 1314-0442

[8] Ал. Ищев. **Многомоделно управление с откриване и компенсиране на неизправности.** Автоматика и Информатика 2010, бр.3 стр. 40-44

Автор: Александър Ищев, доц. д-р, катедра „Системи и управление”, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ichtev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2019 г. **Рецензент:** доц. д-р Цоньо Славов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ИЗСЛЕДВАНЕ И ПОДОБРЯВАНЕ НА КАЧЕСТВОТО НА ВГРАДЕНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ПЕРФУЗИОННА ПОМПА

Борислав Иванов, Мария Ненова, Десислава Георгиева

Резюме: *Управлението на процеса на циркулация на биологични течности при екстракорпорални апарати е свързано с решаване на проблема за моделиране на процес, който е силно нелинеен и с параметри, които могат да се променят до 10 пъти в рамките на една процедура. Това създава сложности при синтеза на управляващото устройство. В статията се разглежда разширен анализ на качеството на програмното осигуряване на системата за управление на перфузионната помпа и се дискутират методи за повишаване на качеството на управление на обекта.*
Ключови думи: *екстракорпорална плазмафереза, качествен анализ, валидиране, HIL-симулация*

EXTENSIVE QUALITY ASSURANCE ANALYSIS OF A PERFUSION PUMP EMBEDDED CONTROLLER

Borislav Ivanov, Maria Nenova, Desislava Georgieva

Abstract: *Control of biofluids circulation using extracorporeal apparata needs to solve the problem of modelling highly non-linear process, which parameters can change up to 10 times in a procedure time. This builds hurdles in the process of controller synthesis. All these results to multidimensional problems in controller design. The paper presents elements of extended quality analysis for software solutions and software-hardware co-design and implementation and human-induced problems and limitations as well HIL-simulation of the object.*
Keywords: *extracorporeal plasmapheresis, quality analysis, validation, HIL-simulation*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Във физиологията, оросяването (перфузия) е процес на доставяне на хранителни продукти и кислород посредством артериална кръв до капилярните легла в тъканите на организма. Перфузионната помпа е апарат, използван за специфични процедури на вливания или извънтелесна (екстракорпорална) циркулация, при които се изисква много висока точност по отношение на дебита и налягането по време на целия процес, както и висока надеждност на работата. Разглежданата тук система се отнася за класа устройства, които са включени към пациент, поради което извършваните обработки изискват много висока надеждност на ра-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

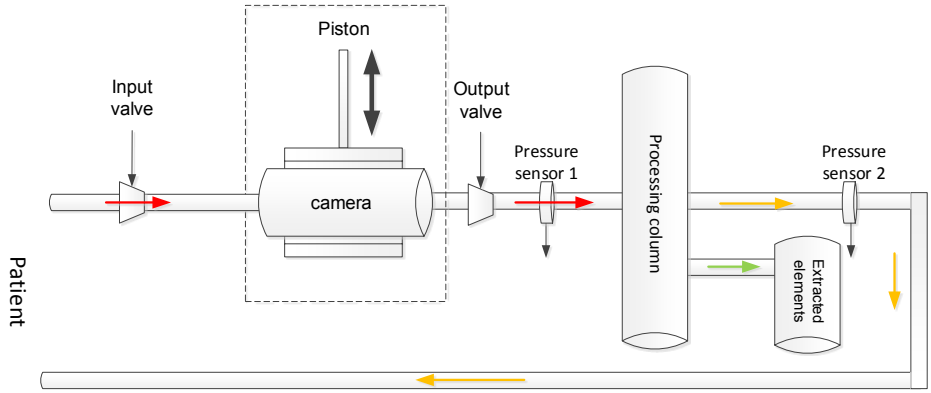
ISSN 1311-0829

ботата на системата. Тази статия представлява разширение и продължение на изследванията по отношение на валидацията и верификацията на програмната част на управляващата система с осигуряване на надеждност и сигурност при употребата ѝ.

2. ИЗИСКВАНИЯ И ОБЩА СТРУКТУРА НА КОМПЮТЪРНАТА СИСТЕМА

Обект на управление е система за нанофилтрация на биофлуиди, включваща перфузионна помпа [2], показана на фиг.1. Базовите изисквания към системата са съгласно [8]. Допълнителни изисквания, които са възникнали при развитието ѝ са:

- Контрол върху общото количество преминала кръв;
- Контрол върху общото количество отделена плазма;
- Контрол върху броя цикли на работа;
- Анализ на пропускливостта на нанофилтъра.



Фиг.1. Принципна схема на перфузионна система за екстракорпорална обработка

За постигане на тези повишени изисквания е избрана компютърна архитектура, реализирана чрез вградена система от второ поколение с повишена надеждност, сигурност и отказоустойчивост.

Апаратната част е разширена спрямо представената в [8] и това налага допълнителни анализи на качеството на програмното осигуряване. Към версията на апаратната част [8] са включени допълнително:

- интегриран сензор за напълване на камерата с повишена чувствителност и намалена отказоустойчивост;
- сензори за измерване на количествата преминала кръв и отделена плазма от нов тип.

Програмното осигуряване е реализирано като разпределена многонивова система с изисквания за твърдо реално време - цялата програмна част, включително комуникационната подсистема на потребителски интерфейс работи като система за твърдо реално време. Основната причина за избор на тази архитектура на приложението е в много сложните изисквания към структурирането на компонентите на управляващите програми, така че да се удовлетворят всички изис-

квани времена за реакция и системата да запазва диспечируемост - за осигуряване на изискваната надеждност и при съществуващите сензори, изискваните реакции на отделните събития, възникващи в обекта и в управляващия компютър, са между 2ms и няколко микросекунди.

Принципната работа на системата включва следните стъпки:

- Входният клапан се отваря, изходният се затваря;
- Камерата започва да се пълни с кръв, ако е свързана към пациент или със съответните биологични течности, ако се използва за обработка;
- По време на напълването се добавят всички необходими медицински компоненти;
- Входният клапан се затваря при напълване на камерата;
- Изходният клапан се отваря;
- Пресата започва да се движи, като се поддържа изходния поток така, че да се осигури необходимото налягане;
- Кръвта (или биофлуда) се обработват по конкретния за процедурата начин. Ако е свързана към пациент, обработената кръв се връща към пациента;
- След изпразване на камерата, изходният клапан се затваря и цикълът завършва.

Така описаният цикъл отговаря на работата на лявата сърдечна камера.

3. ВЕРИФИКАЦИЯ НА РАЗРАБОТВАНАТА СИСТЕМА

По терминологията на Европейската комисия и на Американската агенция по храните и лекарствата, предложената система спада към медицинските и биологичните устройства за медицински нужди. Това налага специално планиране и провеждане на мероприятията по осигуряване на качество на крайното изделие. Основният проблем, свързани с този клас устройства е, че те са „критични“, защото появата на откази може да има изключително опасни резултати за потребителите на тези системи.

Към предложеното в [8] са направени разширения по отношение на верификацията на системата.

- Валидация на системата се извършва като за система с контролируемо обкръжение (т.е. околна среда). Дефинирани са необходимите минимални знания и умения на лице, което ще има право да използва устройството и са направени анализи за ситуациите, когато тези изисквания се нарушават.
- Съставени са набори от представителни тестове, които демонстрират реакциите на всеки входен параметър поотделно, както и на комбинациите от тези параметри. Начините за реализиране на съответните статични и динамични симулации на входните сигнали са разгледани по-надолу. Първоначално разработеният прототип позволява да се верифицират изискванията. Те са проверени за еднозначност, съгласуваност, непротиворечивост, пълнота и минималност. Това позволи да се избере подходяща архитектура на апаратната част и дизайн на програмното осигуряване.

- На всеки етап от разработката се провежда оценка на двупосочната трасируемост „изискване - функционалност“. На базата на тези оценки са формулирани изисквания за модификации на апаратурата и софтуера на лабораторния прототип с цел покриване на задължителните количествените характеристики на нефункционалните изисквания, свързани с надеждност, отказоустойчивост и сигурност.
- Разработени са сценарии за проверка на коректността и пълнотата на поведението на системата и нейните компоненти, които са в стадий на провеждане и анализ на резултатите. Структурата на средада и подходите за реализация на изградените сценарии са разгледани по-надолу.

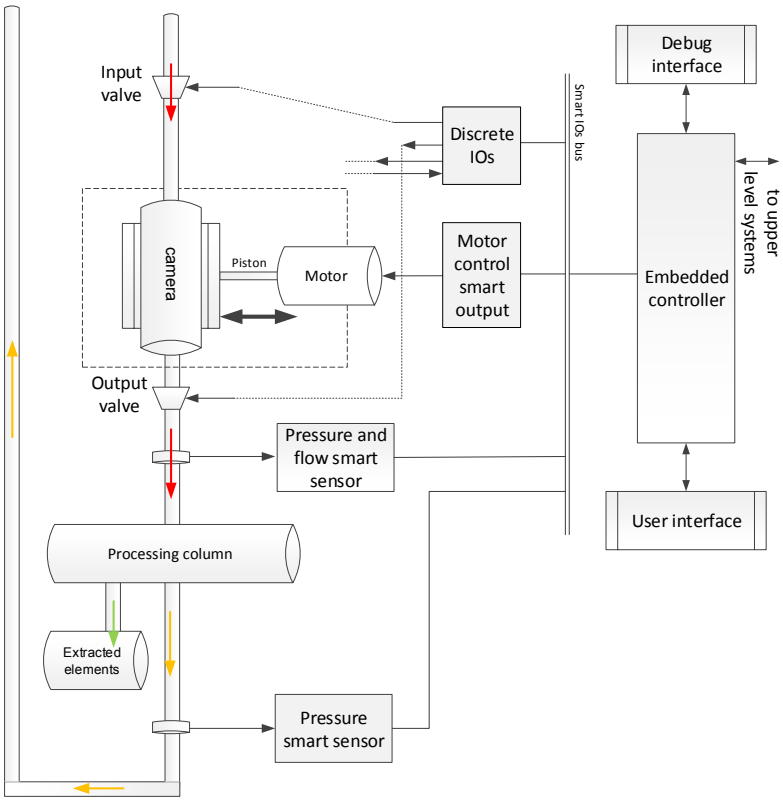
Реализацията на системата като вградена система от второ поколение (киберфизическа система) добавя следните задължителни действия [6] [7] към процедурите за валидация и верификация:

- На ниво „Архитектура“ е извършено оценяване на обвързването на програмната и апаратната функционалност (като функционални блокове със специализирани интерфейси. Специално внимание се обърна на комуникационната архитектура между програмна и апаратна част и на оценка на транзакционността. Определени са интерфейсните проблеми между програмната част и сензорите. На база на това проучване е преработена част от апаратурата, за да отговаря на поставените изисквания. Проведени са експерименти, които потвърждават поддръжката на качеството на процесите на обмен.
- Във връзка с качественото изменение и добавянето на нови сензори, които променят характера на реализираните регулатори по налягане и дебит са дефинирани нови интерфейси и са изследвани комуникационните им характеристики с цел определяне на влиянието им върху общата интерфейсна архитектура.
- На ниво „Синтез на поведение“ е извършено оценяване на динамичното поведение на системата. За основа е избран хибриден метод, разгледан по-надолу.
- На ниво „Програмен код“ е статичен и динамичен анализ на кода чрез използване на различни външни средства. Направено е изследване за пълно покритие на дървото на преходите на управляващите подсистеми. Направен е динамичен анализ чрез използване на външна система за запис на влизането и излизане във всяка подсистема на управляващия компютър с висока степен на детайлизация. Направен е статичен анализа на кода с цел откриване на специфични грешки от кодиране.

4. РАЗРАБОТКА НА HIL СИМУЛАТОР

С цел провеждане на дейностите по валидация на елементи от управляващата система и на системата в цялост беше разработен симулатор на околната среда. Този симулатор включва както HIL-симулатор на обекта, така и симулатор на интерфейса с потребителя, системния интерфейс за настройки и интерфейса към горно ниво.

Най-интересен за представяне е симулатора на обекта. Изграждането на HIL-симулатор е сложна задача, като често е по-сложна от изграждането на управляващото устройство. Тук за изграждането е подходено по следния начин.



Фиг. 2. Принципна схема на връзките на управляваща система към перфузионна система за екстракорпорална обработка

От структурата на връзките се вижда, че те са изцяло цифрови. Няма аналогови сигнали, които да се обменят директно между контролера и обекта. На тази база е изграден HIL-симулатор на обекта, който се свързва към комуникационната магистрала на интелигентните входове и изходи. Симулаторът обмена сигнали с контролера вместо основните интелигентни вх.-изх. устройства. За реализацията на модела на обекта и на всички елементи за симулация на аварии, както и за реализация на експерименти в симулирано (нереално) време е използван подхода на програмната генерация, като чрез програмен генератор PrGen [9][10]. Един от най-важните моменти на реализацията е създаването на допълнителен синхронизационен канал между симулатора и контролера на обекта, който дава възможност да се премине към стъпково/поетапно изпълнение на програмите. Така в условия на изпълнени в симулирано време се позволява пълно изследване на работата на управляващата система.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение може да се каже, че при изследването и създаване на перистал-тична помпа, реализираща екстракорпорална циркулация на биофлуди (апаратен аналог на лява сърдечна камера) са установени редица проблеми и ограничения, които произтичат от експлоатационната среда, изискванията за качество,

техническите възможности за реализация на системата, като всичко това е довело до съществени промени в теоретичния и практически модел на структурата на управляващия компютър и на цялостната кибер-физическа система, при което са постигнати поставените изисквания за качество.

БЛАГОДАРНОСТ

Това изследване е финансирано частично по проект ДН 03/1-2016 „Проучване на оксидативния стрес при някои неврологични заболявания преди и след приложението на наномембрана при терапевтична афереза“ на Фонд Научни изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Mitov, Al., J. Kralev, Il. Angelov. Digital Control Of Electro-Hydraulic Steering Test Bench, Journal of Food Packaging Science, Technique and Technologies, ISSN 1314-7773, Volume 7, Year 4, p.68÷73, Pamporovo, 2015.

[2] Кралев Й., Б. Иванов, И. Е. Иванов, А. Йончев, Д. Георгиева. Един подход за управление на перфузионна помпа при нанофилтрация. International Conference Automatics’2017, FA, June 02 - 04, 2017, Sozopol, Bulgaria.

[3] European Commission, Medical Devices Directive 93/42/EEC, 2007, http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=CONSLEG: 1993L0042:20071011:en:PDF

[4] N. Medhat, S. A. Samy, M. Abdel Wahed, A. S. A. Mohamed, In Proceedings of Medical Equipment Quality Assurance for Healthcare Facilities, Biomedical Engineering Conference (CIBEC 2008), 2008, ISBN 9781424426942

[5] Tzu-Wei Li, Pei-Weng Tu, Li-Ling Liu, and Shiow-Ing Wu, Assurance of Medical Device Quality with Quality Management System: An Analysis of Good Manufacturing Practice Implementation in Taiwan, BioMed Research International, 2015

[6] V. Prindis, I. Jurickova, Quality management systems for medical devices in the production of hospital beds, World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, 2015, pp 1343-1346

[7] G. Lundell, Quality Management Systems for Medical Device Manu-facturing and Supply Companies, Network Magazine, Issue 8, April 2017

[8] V. Gueorguiev, I. Ivanov, B. Ivanov, Quality Assurance Analysis of a Perfusion Pump Embedded Controller, Proceedings of Technical University of Sofia, Volume 68, Issue 2, 2018, pp. 209-214

[9] Ivanov I. E. and V. Georgiev, “Formal models for system design”, Proc. of IEEE spring seminar 27th ISSE, Annual School Lectures, Bulgaria, 2004,vol. 24, pp. 564-568

[10] Markov E., V. Gueorguiev, I. E. Ivanov, Program Generation Approach to Semi-Natural Simulators Design and Implementation, SIMUL 2014 "The Sixth International Conference on Advances in System Simulation", Nice, France, 2014, ISBN: 978-1-61208-371-1

Автори: Борислав Иванов, докторант, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *b.ivanov22@tu-sofia.bg*; **Мария Ненова**, доц. д-р, Факултет Комуникационна Техника, Технически Университет-София, E-mail address: *mvn@tu-sofia.bg*, **Десислава Георгиева**, гл. ас. д-р, НБУ, E-mail address: *dvelcheva@nbu.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Георги Ружеков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ВГРАДЕНА СИСТЕМА ЗА РЕКУРСИВНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ

Веселин Кънчев, Цоньо Славов, Емил Гарипов

Резюме: *В статията е представена разработената вградена система за рекурсивна идентификация на стационарни динамични обекти. Системата е базирана на микроконтролер ARDUINO DUE, в който са реализирани два рекурсивни алгоритъма за идентификация Първият използва стандартен рекурсивен оценител по метода на най-малките квадрати (МНМК) със забравящ фактор, а вторият е реализиран чрез рекурсивен оценител по метода на предсказаната грешка (МПГ). Разработен е специализиран софтуер в средата на MATLAB за генериране на кода на алгоритмите и вграждането им в микроконтролера чрез SIMULINK Coder. Работоспособността на системата е демонстрирана с експериментални тестови изследвания, в които са получени качествени резултати от оценените модели.*
Ключови думи: *Идентификация в реално време, Рекурсивно оценяване, Микроконтролер ARDUINO DUE, Метод на най-малките квадрати, Метод на предсказаната грешка.*

EMBEDDED SYSTEM FOR RECURSIVE IDENTIFICATION

Veselin Kanchev, Tsonyo Slavov, Emil Garipov

Abstract*: In this paper the developed embedded system for real- time identification of time invariant dynamic plants is presented. The system is based on the ARDUINO DUE microcontroller. Two recursive real-time identification algorithms are realized in microcontroller. The first uses a conventional recursive least squares method with forgetting factor and the second is based on the predicted error method. The specialized software for code generation is developed and embedded in microcontroller by Simulink Coder. The obtained experimental results show quality of the estimated models and confirmed the workability of developed system for recursive identification.*
Keywords: *Real-time identification, Recursive estimation, Microcontroller ARDUINO DUE, Least squares error method, Predicted error method.*

1. УВОД

Рекурсивните алгоритми за идентификация на системи са основен подход за получаване на математичен модел на изследвания обект в реално време. Тяхната работоспособност се определя пряко от неизмеримите външни смущения в системата за идентификация. Основно застъпени в практиката са методите на най-малките квадрати, чиито недостатък е получаването на изместени (недействи-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

телни) оценки при наличието на шум в измерванията, за сметка на лесната реализация и ниските изисквания към изчислителен ресурс на използвания контролер. Поради по-трудната си реализация и изискването за по-голям изчислителен ресурс сравнително рядко се наблюдава приложение на рекурсивния вариант на метода на предсказаната грешка в стандартни микроконтролери, който обаче реализира неизместени оценки посредством допълнително филтриране на смущенията в измерванията. Именно в тази насока са насочени усилията на авторите в представените изследвания.

В статията са демонстрирани резултати от функционирането на разработената вградена система за рекурсивна идентификация в реално време на симулиран в средата на Matlab-Simulink динамичен тестов обект. Системата реализира рекурсивен метод на най-малките квадрати и рекурсивен метод на предсказаната грешка, дадени в раздел 2, с цел съпоставяне на получените с тях модели, съответно, ARX и ARMAX от 2-ри и 3-ти ред. Самите алгоритми са вградени със средствата на SIMULINK Coder в управляващ кит Arduino Due, базиран на микропроцесор Atmel ATSAM3X8EAU, и са описани в раздел 3. В раздел 4 са представени резултати от параметричното оценяване на избраните от проектанта модели, чиито времеви и честотни характеристики са сравнени с тези на точния модел.

2. РЕКУРСИВНИ МЕТОДИ ЗА ИДЕНТИФИКАЦИЯ

По-долу са дадени алгоритмите на двата метода за оценяване, използвани в представеното изследване.

Рекурсивен метод на най-малките квадрати

Методът на най-малките квадрати е сред най-често използваните в практиката методи за идентификация, поради лесната реализация и ниската използвана изчислителна мощност. Преобразуването на идентификационния сигнал $u(k)$ в изходен сигнал $y(k)$ с nk такта чисто закъснение се представя във вида [1,2]

$$A(q)y(k) = B(q)u(k-d) + e(k), \tag{1}$$

където полиномите на модела се определят от

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + ... + a_{na} q^{-na},\ B(q) = b_1 + b_2 q^{-1} + ... + b_{nb} q^{-nb+1},$$

na и nb са редовете на съответните полиноми, а процесът $e(k)$ представлява бял шум с нулева средна стойност и дисперсия, който отразява несъответствието на избрания модел като тип и структура с изследвания обект, както и влиянието на неизмерими фактори върху наблюденията. Уравнение (1) се привежда във вид на линеен регресионен модел

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + e(k), \tag{2}$$

където

$$\theta = [a_1 ... a_{na} b_1 ... b_{nk}]^T,\ \varphi^T = [-y(k-1) - ... - y(k-na)u(k-1)...u(k-nb)]\ .$$

Реализираният рекурсивен алгоритъм оценява ARX модели по метода на най-малките квадрати и се дава с изразите [2,3]

$$\hat{\theta}(k)=\hat{\theta}(k-1)+G(k)e(k),\hat{\theta}(0)=\theta_0, \tag{3}$$

където грешката $e(k)$ се изчислява от

$$e(k)=y(k)-\varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1), \tag{4}$$

а коефициентът на усилване на процедурата $G(k)$ се изчислява от

$$G(k)=\frac{P(k-1)\varphi(k)}{\varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)+\lambda}. \tag{5}$$

Обновяването на ковариационната матрица $P(k)$ се извършва чрез израза

$$P(k)=\frac{1}{\lambda}[P(k-1)-G(k)\varphi^T(k)P(k-1)]. \tag{6}$$

Коефициентът на забравяне $\lambda, (0\le\lambda\le1)$, определя ефективната дължина на обработваните от алгоритъма данни за обекта.

Рекурсивен метод на предсказаната грешка

При оценяването на модели с метода на предсказаната грешка преобразуването на входния сигнал $u(k)$ в изходен сигнал $y(k)$ с nk такта чисто закъснение се представя във вида[2]

$$A(q)y(k)=\frac{B(q)}{F(q)}u(k-nk)+\frac{C(q)}{D(q)}e(k), \tag{7}$$

където

$$A(q)=1+a_1q^{-1}+...+a_{na}q^{-na},\ B(q)=b_1+b_2q^{-1}+...+b_{nb}q^{-nb+1},$$

$$C(q)=1+c_1q^{-1}+...+c_{nc}q^{-nc},\ D(q)=1+d_1q^{-1}+...+d_{nd}q^{-nd},$$

$$F(q)=1+f_1q^{-1}+...+f_{nf}q^{-nf},$$

na, nb, nc, nd, и nf са редовете на съответните полиноми.

Уравнение (7) се привежда във вид на нелинеен регресионен модел от вида

$$y(k)=\phi^T(k,\theta)\theta+e(k,\theta), \tag{8}$$

където

$$\theta=[a_1...a_{na}\,b_1...b_{nb}\,f_1...f_{nf}\,c_1...c_{nc}\,d_1...d_{nd}]^T$$

$$\phi^T(k,\theta)=[-y(k-1)-...-y(k-na)\ u(k-1)...u(k-nb)...$$
$$...-w(k-1,\theta)-...-w(k-nf,\theta)\ \varepsilon(k-1,\theta)...\varepsilon(k-nc,\theta)...$$
$$...-v(k-1,\theta)-...-v(k-nd,\theta)]$$

Вижда се, че част от елементите на $\phi^T(k,\theta)$ са неизмерими, но могат да бъдат изчислени от изразите

$$w(k,\theta)=\frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})}u(k),v(k,\theta)=A(q^{-1})y(k)-w(k,\theta),\ e(k,\theta)=\frac{D(q^{-1})}{C(q^{-1})}v(k,\theta)$$

Алгоритъмът на метода на предсказаната грешка се дава от изразите [3]

$$\hat{\theta}(k)=\hat{\theta}(k-1)+G(k)\hat{e}(k,\hat{\theta}(k-1)),\ \ \hat{\theta}(0)=\theta_0, \tag{9}$$

където предсказаната грешка $\hat{e}(k,\hat{\theta}(k-1))$ се изчислява като

$$\hat{e}(k,\hat{\theta}(k-1))=y(k)-\hat{y}(k,\hat{\theta}(k-1))=y(k)-\phi^T(k,\hat{\theta}(k-1))\hat{\theta}(k-1)\ , \tag{10}$$

а коефициентът на усилване на оценяващата процедура *G(k)* се формира по следния начин:

$$G(k)=\frac{P(k-1)\psi(k)}{\psi^T(k)P(k-1)\psi(k)+\lambda}, \tag{11}$$

където $\psi(k)$ е градиентът на предсказания по оценките от предишния такт изход $\hat{y}(k,\hat{\theta}(k-1))$. Ковариационната матрица *P* се обновява с израза:

$$P(k)=\frac{1}{\lambda}\Big[P(k-1)-G(k)\psi^T(k)P(k-1)\Big],\ \ P(0)=P_0, \tag{12}$$

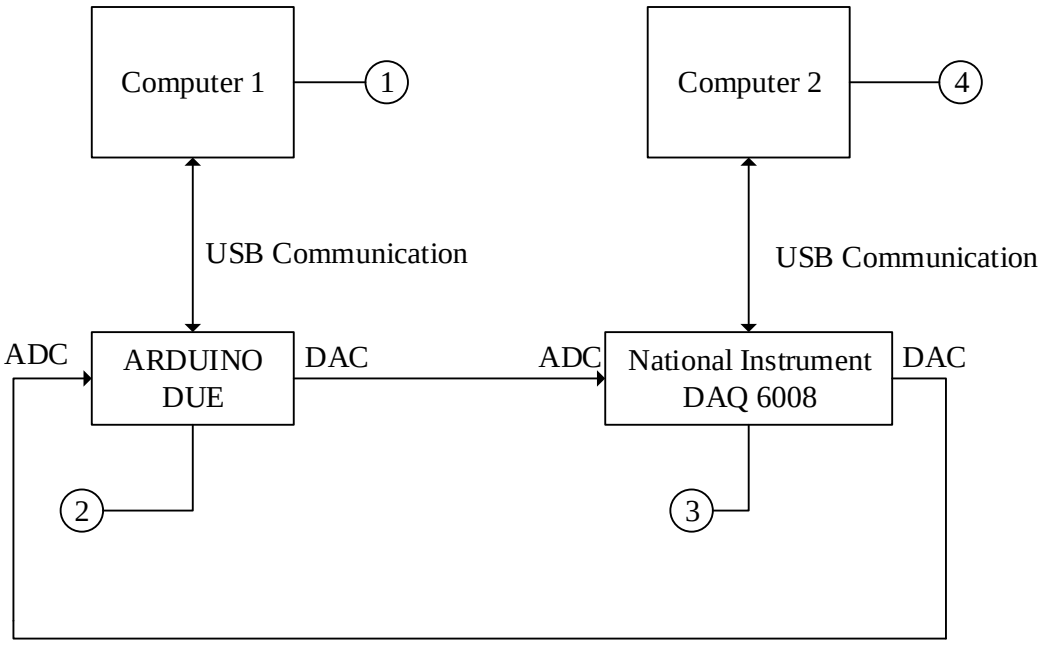
където $\lambda\le 1$.

3. СИСТЕМА ЗА РЕКУРСИВНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ

Структурата на изградената вградена система за идентификация на динамични обекти в реално време е представена на фиг.1а. Тя се състои от компютър (1), свързан чрез USB интерфейс към микроконтролер Arduino Due (2) [4], в който са вградени представените в т.2 рекурсивни алгоритми за идентификация.

Компютърът (1) се използва за програмиране на микроконтролера и за визуализация в реално време на резултатите от идентификацията.

Във втория компютър (4) се реализира тестовия обект на идентификация, който представлява работещ в реално време SIMULINK модел. Той си взаимодейства с микроконтролера (2) посредством аналогово-цифровия преобразувател и цифрово-аналоговия преобразувател на устройството National Instruments DAQ 6008 (3).



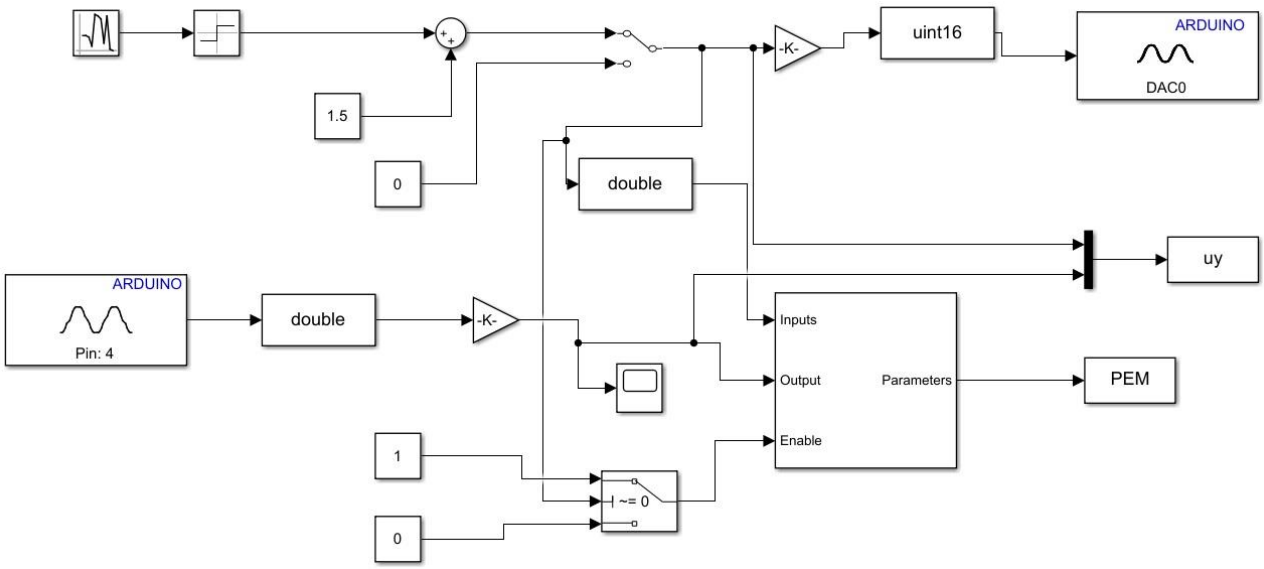
Фиг.1.а. Структурна схема на изградената система за идентификация в реално време

Кодът за микроконтролера се генерира от специализирания Simulink модел, показан на фиг.1.б. Самата генерация се осъществява с помощта на Simulink Coder, Arduino IDE, Embedded Coder и Simulink Support Package for Arduino Hardware по методологията, описана в [5]. Основните предимства на този подход са възможността за бърза реализация и верификация на сравнително сложни алгоритми за идентификация и управление. Освен стандартните блокове, в схемата от фиг.1.б са включени и блоковете "Analog Input" и „Analog Output" от специализираната библиотека „Simulink Support Package for Arduino Hardware". За да се генерира код за микроконтролера е необходимо да се направят редица допълнителни настройки, които са достъпни от менюто „Configuration parameters" на Simulink модела. По-важните от тях включват да се посочи за какъв микроконтролер ще се генерира код, как е свързан този микроконтролер с компютъра, дали само ще се генерира код или генерираният код ще се вгражда и/или стартира в микроконтролера и др. В блоковете "Analog Input" и „Analog Output" се избира кои аналогови входове и изходи ще бъдат използвани и се настройва такта на измерване на сигналите.

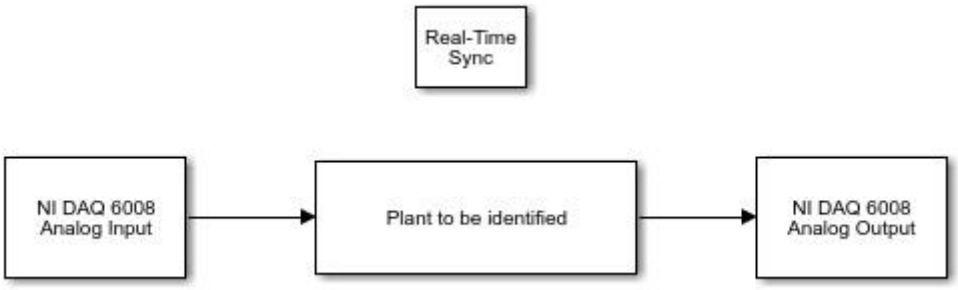
Входният сигнал, използван при идентификацията представлява случайна двоична последователност с ниско ниво 0.5 V и високо ниво 1.5 V, с което се осъществява постоянно възбуждане на идентифицирания обект.

Simulink моделът, който реализира работещия в реално време тестов обект на идентификация, е показан на фиг.1.в. С помощта на блоковете „Analog Input" и "Analog Output" от библиотеката Simulink Data Acquisition се осъществява връзката с устройството NIDAQ 6008, при което на входа на обекта се подава случайната двоична последователност, генерирана от микроконтролера, а изходът на обекта се подава към аналогово-цифровия преобразовател на микроконтролера. За осигуряване на работата в реално време на Simulink модела от фиг.1.в.

се използва блокът „Real-Time Synchronization“ от библиотеката Simulink Desktop Real-Time. В него се настройва тактът на дискретизация на работещия в реално време модел.



Фиг.1.б. Simulink модел за генериране на код, реализиращ рекурсивна идентификация в реално време



Фиг.1.в. Simulink модел, реализиращ тестовия обект на идентификация

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

За целите на експериментите е симулиран дискретизиран непрекрекъснат модел на обект от втори ред без закъснение от вида

$$y(s)=W(s)u(s)+\eta(s), \tag{13}$$

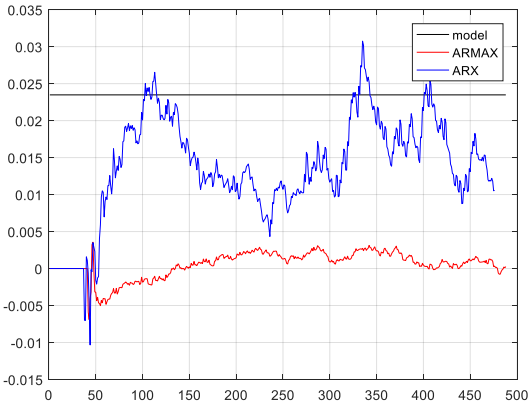
където $y(t)$ е изходния сигнал на обекта, $u(t)$ - входния сигнал на обекта, $\eta(t)$-смущението върху обекта, представено като шум върху изходното наблюдение. Предавателната функция $W(s)$ се дава с израза

$$W(s)=\frac{k}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}, T_1=1s, T_2=3s, k=0.7 \tag{14}$$

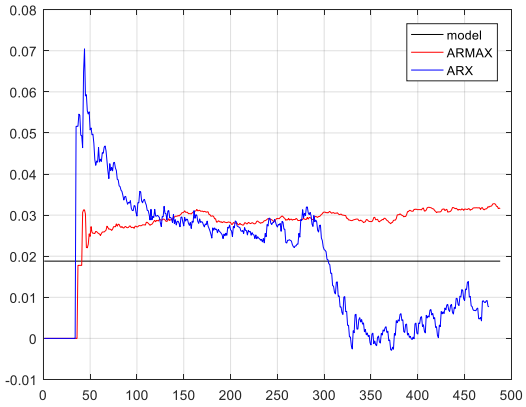
Моделът (14) е дискретизиран с такт на дискретизация $T_0=0.5s$. За дискретния модел се получава предавателната функция

$$W(z)=\frac{0.02348z+0.0188}{z^2-1.453z+0.5134}. \qquad (15)$$

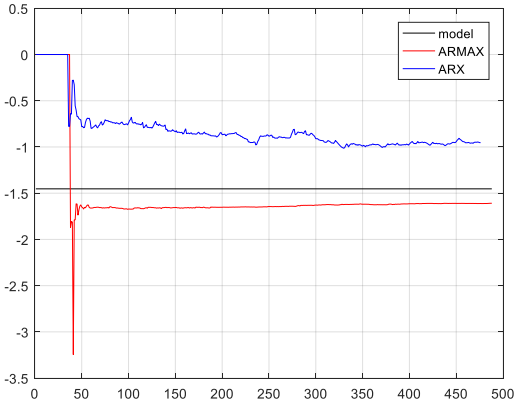
С разработената система за рекурсивна идентификация е проведен експеримент за оценяване на модела (15). Оценени са ARX и ARMAX модели от 2-ри и 3-ти ред. На фиг.2 са показани входният сигнал и измереният изход. На фиг.3- фиг.6 са показани точните стойности на параметрите на модела (14) и оценките им за ARX и ARMAX моделите от 2-ри ред



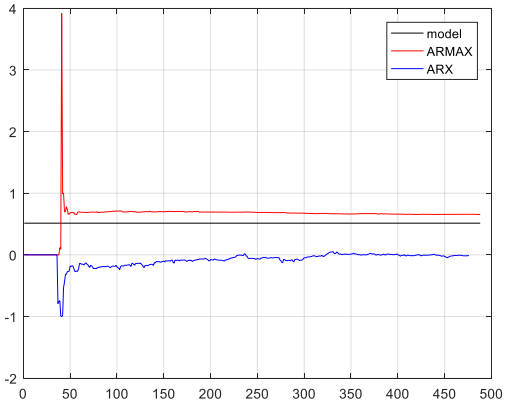
Фиг.2. Точна стойност и оценки на параметъра b_1



Фиг.3. Точна стойност и оценки на параметъра b_2



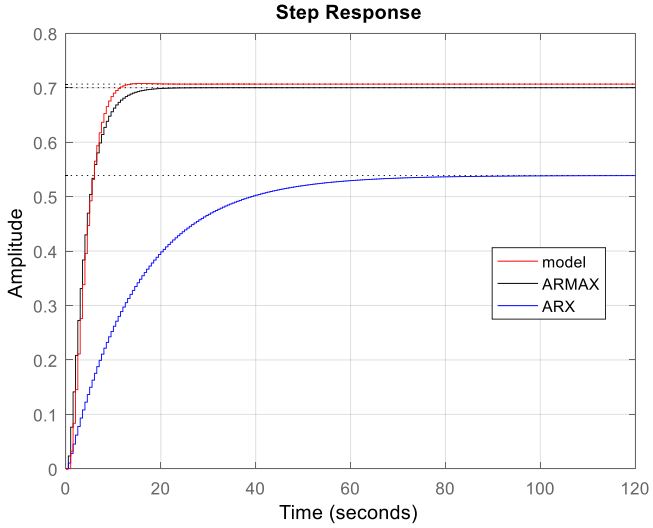
Фиг.4 Точна стойност и оценки на параметъра a_1



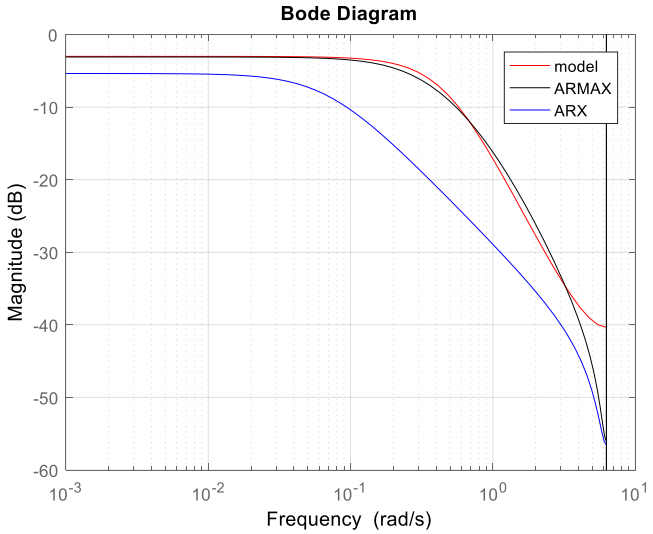
Фиг.5 Точна стойност и оценки на параметъра a_2

От фигурите се вижда, че оценките на параметрите на ARX модела от 2 ред са изместени, което се дължи на наличието на случайни смущения най-вече от аналогово-цифровото и цифрово-аналоговото преобразуване на сигналите. По отношение на параметрите в числителя на предавателната функция, оценките на параметрите на ARMAX модела от 2-ри ред също са изместени, но оценките на параметрите в знаменателя са близки до действителните. Опитът показва, че много често при използване на рекурсивния вариант на метода на предсказаната грешка се получава разлика между оценките и точните стойности на параметрите в числителя на предавателната функция, но въпреки това моделът и иден-

тифицираният обект са функционално близки. На фиг.6 и фиг.7 са показани преходните функции и амплитудно-честотните характеристики на модела (15) и на оценените ARX и ARMAX модели от 2-ри ред. От резултатите се вижда много доброто съвпадение между преходните функции и амлитудно-честотните характеристики на реалния модел и на оценения ARMAX модел от 2-ри ред, което потвърждава неговата достоверност въпреки разликите между точните параметри $b_i, i=1,2$ и техните оценки $\hat{b}_i, i=1,2$.



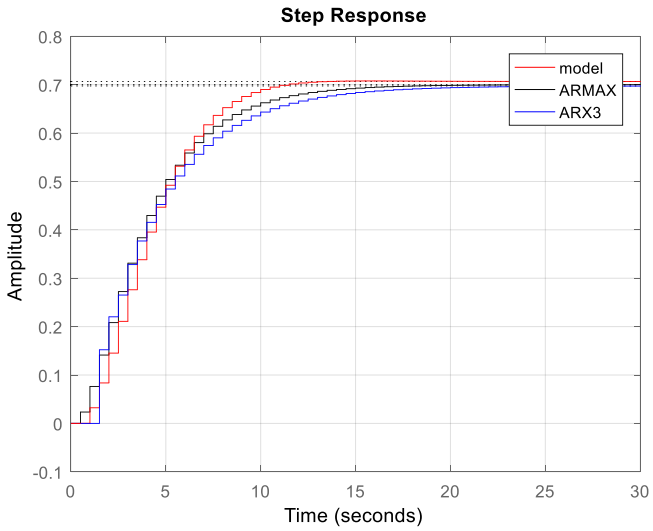
Фиг.6. Преходни функции на точния модел и на оценените ARX и ARMAX модели от 2-ри ред



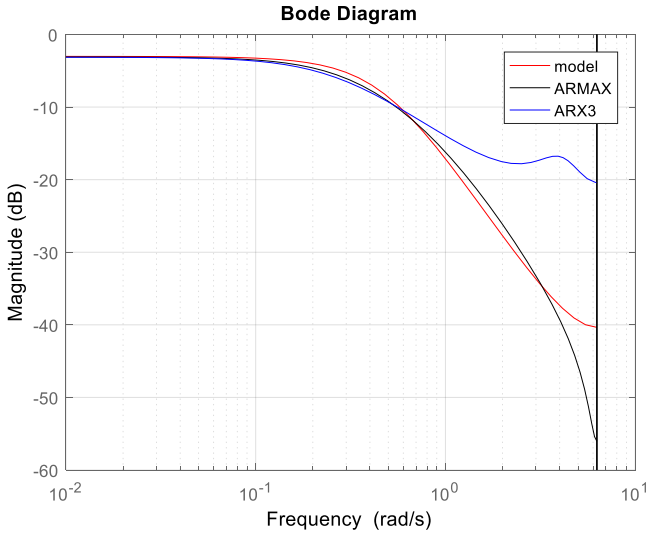
Фиг.7. Амплитудно-честотните характеристики на точния модел и на оценените ARX и ARMAX модели от 2-ри ред.

За подобряване на качеството на оценките получени с рекурсивния метод на най-малките квадрати е оценен ARX модел от 3-ти ред. По този начин се усложнява не само описанието на преобразуването на полезния входен сигнал, но се увеличава и реда на формиращия филтър, с който се моделира изходното смущение.

С повишаване на реда на този филтър се очаква изместването на оценките да става пренебрежимо малко, а динамичните характеристики на оценения ARX модел от 3-ти ред да се доближат до преходните функции и амплитудно-честотните характеристики на точния модел и на оценения ARMAX модел от 2-ри ред, което се потвърждава от резултатите, дадени съответно на фиг.8 и фиг.9.



Фиг.8. Преходни функции на точния модел и на оценените ARMAX Модел от 2-ри ред и ARX модел от 3-ти ред



Фиг.9. Амплитудно-честотни характеристики на точния модел и на оценените ARMAX модел от 2-ри ред и ARX модел от 3-ти ред

Очевидно идентифицираният ARX модел от 3-ти ред е достатъчно точен, за да се използва за целите на управлението в достатъчно широк честотен диапазон.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Акцентът в настоящото изследване е поставен върху изграждането на вградена система за идентификация на стационарни обекти в реално време. За целта са използвани стандартни алгоритми за рекурсивно оценяване по метод на най-

малките квадрати и метод на предсказаната грешка с коефициент на забравяне, които чрез разработения специализиран софтуер са вградени в микроконтролер Arduino Due.

Този подход поставя начало на създаване на библиотека за реализиране на оценяване на параметрични модели в реално време. Представените експериментални резултати показват работоспособността на вградената система за рекурсивна идентификация на симулирани динамични обекти в средата на Simulink чрез модели от тип ARX и ARMAX.

Това мотивира авторите да осъществят следващата крачка на развитие на вградената система за оценяване на параметрите на реални стационарни и нестационарни обекти.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гарипов, Е. *Решени задачи по проектиране на системи за управление в MATLAB и SIMULINK* (2 изд.), ТУ, София, 1999.

[2] Ljung, L. *System Identification: Theory for the User*, Prentice Hall, 1999.

[3] Славов, Ц., Е. Гарипов. *Лабораторна система за оценяване на нестационарни динамични системи в реално време*, Конференция на САИ, 2009

[4] *https://www.arduino.cc/en/Guide/ArduinoDue*

[5] Petkov P., Slavov T., Kralev J. (2018), *Design of Embedded Robust Control Systems using MATLAB®/Simulink®*, IET Control, Robotics and Sensor Series 113.ISBN 978-1-78561-3330-2

Автори: Веселин Кънчев, докторант, маг. инж., катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *veselin_kanchev1993@abv.bg*; **Цоньо Славов**, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; **Емил Гарипов**, проф. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *emgar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Александър Ищев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ЛИНЕЙНО-КВАДРАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА КОНЦЕНТРАЦИЯТА НА ГЛЮКОЗА ПРИ ПАЦИЕНТИ С ДИАБЕТ ОТ ПЪРВИ ТИП

Йордан Кралев, Шериф Шериф, Веселин Кънчев, Цоньо Славов

Резюме: *Глюкозата се явява основен източник на енергия за живия организъм и се усвоява от тъканите с помощта на инсулинови рецептори прикачени към клетъчната мембрана. Редица изследвания са насочени към подобряването на качеството на регулиране на концентрацията на глюкоза чрез прилагане на съвременни методи от теория на управлението. Математическите описания на метаболизма на глюкозата и инсулина са нелинейни процеси с неопределеност в параметрите. Затова настоящата работа е насочена към изграждането на съответен симулационен модел, който да позволи изследването на различни подходи за управление на нивата на кръвната захар в присъствието на смущения породени от приемането на хранителни вещества, физическа активност и параметрична неопределеност.*
Ключови думи: *нелинейни системи, фармакокинетични модели, диабет от първи тип*

LINEAR-QUADRATIC CONTROL OF GLUCOSE CONCENTRATION IN PATIENTS WITH DIABETES FROM FIRST TYPE

Jordan Kralev, Sherif Sherif, Veselin Kunchev, Tsonyo Slavov

Abstract: *Glucose is a basic source of energy for the living organism and is assimilated by tissues with the help of insulin receptors attached to the cell membrane. A lot of research has focused on improvement the quality of regulation of glucose concentration by applying modern methods of control theory. Mathematical descriptions of glucose and insulin metabolism are nonlinear processes with uncertainty in parameters. Therefore article is purposed at creating a corresponding simulation model, which would allow the research different approaches to controlling blood glucose levels in the presence of disturbances due from the acceptance of nutrients, physical activity and parametric uncertainty.*
Keywords: *nonlinear systems, pharmacokinetic models, diabetes from first type*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Диабетът тип 1 е автоимунно заболяване, при което имунната система атакува и убива бета клетките отговарящи за секретирането на хормона инсулин, който има съществена роля за регулирането на концентрацията на глюкоза в кръвта и тъканите. Бета-клетки са разположени в област на задстомашната жлеза (панк-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

реас) наречена лангерхансови острови. В световен мащаб броят на хората страдащи от диабет тип 1 е около 300 милиона, а в България те са около 100 хиляди. В нашата страна обаче има и скрита заболеваемост и много от случаите на диабет остават недиагностицирани.

До първото прилагане на инсулиново лечение през 1922 г., диабетът тип 1 протича като заболяване несъвместимо с живота, което води до фатален край в рамките на няколко месеца. Съвременното инсулиново лечение се реализира чрез периодично инжектиране на заместители на инсулина няколко пъти на ден. Пациентите също така трябва да следят стриктно своята концентрация на глюкоза в кръвта, за да не се допусне развитие на други заболявания (сърдечно съдови, слепота, заболявания на нервната система) свързани с повишената й концентрация (хипергликемия). Технически е възможно и непрекъснато подаване на инсулин посредством специализирана помпа, която въвежда веществото в организма посредством малка подкожно монтирана тръбичка. Не трябва да се допуска и прекомерно ниска концентрация на глюкоза (хипогликемия), при която също се развиват не толкова дълготрайни, но изискващи спешна намеса състояния (загуба на съзнание, говорни затруднения, безпокойство).

2. МОДЕЛ НА МЕТАБОЛИЗМА НА ГЛЮКОЗАТА И ИНСУЛИНА

Процесите на регулиране на концентрацията на глюкоза в кръвта обикновено се описват с фармакокинтетични модели за целите на дозирането на инсулин [1]. Фармакокинетичните модели се отнасят до скоростта и степента на разпределение на дадена лекарствената форма към различни тъкани както и към скоростта на елиминиране (метаболизиране) на лекарството. Най-често се прилага двукомпонентен фармакокинетичен модел, според който тялото се разделя на централно и периферно отделение. Централното отделение се състои от кръвната плазма и тъканите, в които разпределението на веществата е практически мигновено. Периферното отделение се състои от тъкани, в които дифузията на лекарството е по-бавна. Метаболизмът на глюкозата и инсулина може да бъде декомпозиран на следните процеси - усвояване на подкожно въведен инсулин, усвояване на въглехидрати от храносмилателния тракт и взаимодействие между инсулина и глюкозата. Тези процеси ще бъдат разгледани последователно и ще послужат за формирането на нелинеен модел в Simulink.

Модел на усвояването на подкожно въведен инсулин

Използван е класически двукомпонентен фармакокинетичен модел от вида

$$\dot{Q}_{i1}(t) = u(t) - \frac{Q_{i1}(t)}{T_i},$$

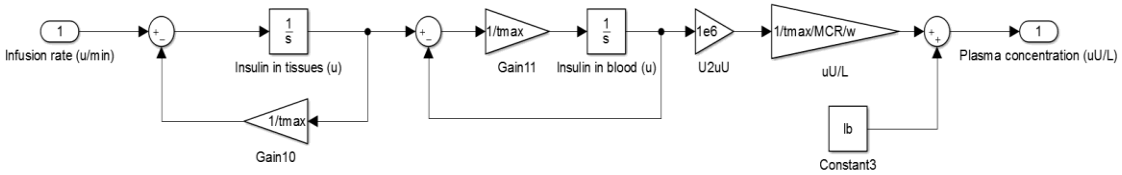
$$\dot{Q}_{i2}(t) = \frac{Q_{i1}(t)}{T_i} - \frac{Q_{i2}(t)}{T_i},$$

където $Q_{i1}(t)$ и $Q_{i2}(t)$ са количествата инсулин в първичното и вторично отделение, $u(t)$ е дебитът на въвеждания инсулинов заместител от външен източник, а T_i е времеконстанта на процеса определена от времето за достигане на максимална концентрация на инсулин в кръвната плазма след въвеждане на единична

доза лекарство. Концентрацията на инсулин в кръвната плазма се определя от израза

$$I_p(t) = \frac{Q_{i2}(t)}{T_i w K_{MCR}} + I_b .$$

K_{MCR} е скоростта на елиминиране на инсулиновия заместител, I_b е средната фонова концентрация на инсулин, а w е телесната маса на изследваното лице. Коментираният модел е реализиран в Simulink по показания на фиг.1 начин.



Фиг.1. Simulink модел на усвояване на подкожно въведен инсулин

Модел на усвояване на въглехидрати от храносмилателната система

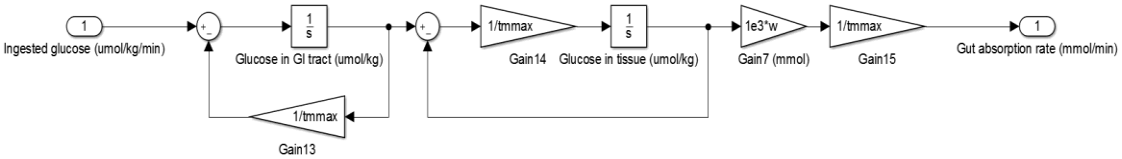
Основен външен смущаващ фактор върху концентрацията на глюкоза в тялото се явява режима на хранене, като преобладаващо влияние се пада на консумацията на въглехидрати, представени в модела като кинетична величина $d(t)$:

$$\dot{Q}_{m1}(t) = K_D d(t) - \frac{Q_{m1}(t)}{T_m}$$

$$\dot{Q}_{m2}(t) = \frac{Q_{m1}(t)}{T_m} - \frac{Q_{m2}(t)}{T_m}$$

Тук аналогично на предния случай $Q_{m1}(t)$ и $Q_{m2}(t)$ са количествата въглехидрати в първичното и вторично отделение, а T_m е времеконстанта на дифузия между тях. K_D определя единиците глюкоза получавани от един грам въглехидрати. Фиг.2 съдържа Simulink модела на усвояването на въглехидрати. Съответно дебитът на глюкоза към организма се описва като

$$U_m(t) = \frac{Q_{m2}(t)}{T_m}$$



Фиг.2. Simulink модел на усвояване на въглехидрати от храносмилателната система

Модел на влиянието между глюкозата и инсулина

Концентрацията на глюкоза в организма отново е описана с двукомпонентен модел със състояния $Q_1(t)$ и $Q_2(t)$, но като се взима под внимание и значението върху следните процеси – синтез на глюкоза, усвояване на глюкоза в тъканите и транспорт на глюкозата. Скоростта на синтез на глюкоза $x_{EGP}(t)$ се дава от израза

$$x_{EGP}(t) = \begin{cases} x_{EGP,0}(1 - x_3(t)) & , x_3(t) < 1 \\ 0 & , x_3(t) \geq 1 \end{cases}$$

където $x_{EGP,0}$ е скоростта на синтез на глюкоза при липса на инсулин. x_3 е променлива на състоянието, която показва доколко полученото количество инсулин е повлияло на синтеза на глюкоза. Аналогично въздействието на инсулина върху процесите на транспорт и усвояване на глюкоза се дава от променливи на състоянието x_1 и x_2, които ще бъдат обяснени по-долу. Моделът на концентрацията на глюкоза се получава като

$$\dot{Q}_1(t) = -F_{01}\frac{Q_1(t)}{1+Q_1(t)} - x_1(t)Q_1(t) + k_{12}Q_2(t) + x_{EGP}(t) + U_m(t)$$

$$\dot{Q}_2(t) = x_1(t)Q_1(t) - (k_{12} + x_2(t))Q_2(t)$$

където F_{01} определя темпа на метаболизация на глюкозата до аденозин трифосфат, а k_{12} е коефициента на дифузия между първичното и вторично отделение във фармакокинетичния модел.

Модел на активността на инсулиновия препарат

Динамиката на въздействието на инсулина върху концентрацията на глюкозата може да бъде разгледано в три компонента [2], които се характеризират от специфични за индивида параметри (фиг.3). Въздействието на инсулина върху транспорта на глюкозата се дава от израза

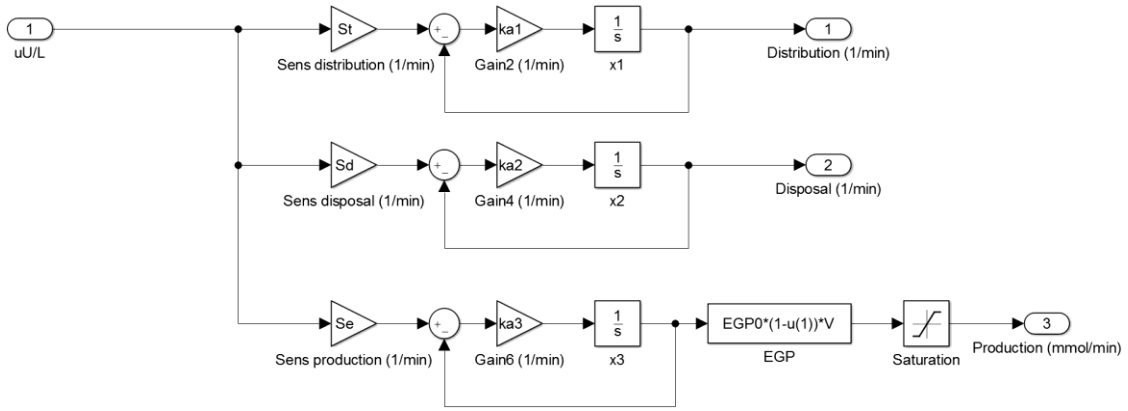
$$\dot{x}_1(t) = -k_{a1}x_1(t) + k_{a1}S_t I_p(t)$$

и се характеризира с времеконстанта $1/k_{a1}$ и чувствителност S_t. Въздействието на инсулина върху усвояването на глюкозата се дава от израза

$$\dot{x}_2(t) = -k_{a2}x_2(t) + k_{a2}S_d I_p(t)$$

с времеконстанта $1/k_{a2}$ и чувствителност S_d. Аналогично въздействието на инсулина върху синтеза на глюкоза е с параметри k_{a3} и S_e.

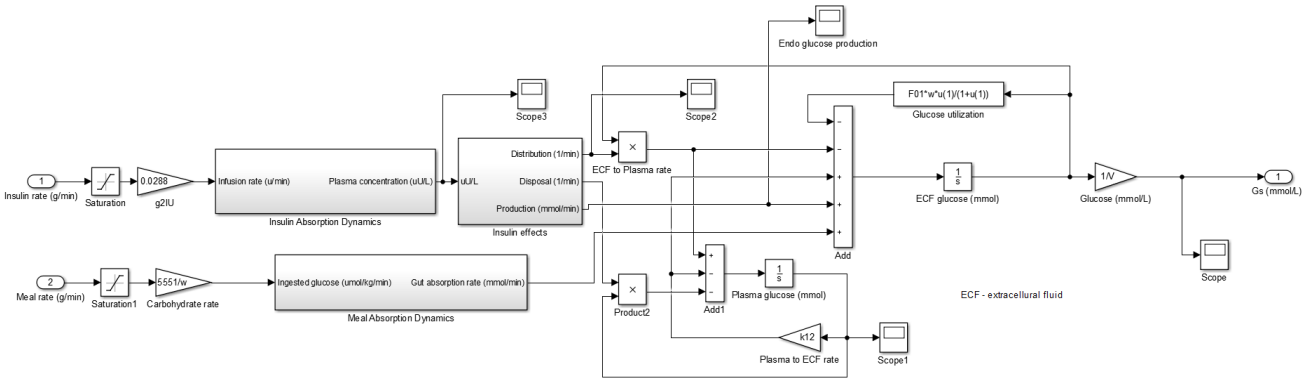
$$\dot{x}_3(t) = -k_{a3}x_3(t) + k_{a3}S_e I_p(t)$$



Фиг.3. Simulink модел на активността на инсулиновия препарат

Фиг.4 показва пълният модел на метаболизма на инсулина и глюкозата, който е изграден въз основа на представените уравнения. За практическо определяне на неговите параметри може да се използват експериментални данни, получени от организми поставени на контролирана диета и с подтисната вътрешна секреция

на инсулин. За целите на настоящото изследване са избрани примерни стойности на коментираните параметри, които са дадени в табл.1, заедно с техните мерни единици. В нелинейния модел се налага и включването на някои блокове за преобразуване между мерните единици, както и за въвеждане на гранични стойности на външните сигнали.



Фиг.4. Нелинеен simulink модел на метаболизма на инсулин и глюкоза

Табл. 1.
Параметри на нелинейния модел

Означение	Стойност	Единица	Означение	Стойност	Единица
T_i	60	min	k_{a2}	1	$\min^{-1}$
T_m	30	min	k_{a3}	$1/40$	$\min^{-1}$
w	80	kg	S_t	$0.3k_{a1}$	$L/\mu IU/\min$
I_b	20×10^3	$\mu IU/L$	S_d	$0.3k_{a2}$	$L/\mu IU/\min$
K_{MCR}	0.024	$L/kg/\min$	S_e	$0.3k_{a3}$	$L/\mu IU/\min$
F_{01}	$1.62/180$	$mmol/kg/\min$	k_{12}	$1/30$	$\min^{-1}$
$x_{EGP,0}$	10	$mmol/L$	V	7	L
k_{a1}	0.1	$\min^{-1}$			

3. ЛИНЕАРИЗИРАН МОДЕЛ

Представеният модел на взаимодействие между инсулин и глюкоза е с нестационарни параметри x_1, x_2 и x_3. Целта при управлението на концентрацията на глюкоза чрез въвеждане на инсулинов заместител е да се регулира нивото на глюкозата около фиксирана стойност - 6 [$mmol/L$] в рамките на ±1 [$mmol/L$], така че да не се проявяват негативните ефекти от хипергликемия или хипогликемия. Извършена е линеаризация около избрано равновесно състояние с параметри дадени в табл.2. При определяне на параметрите на равновестното състояние са фиксирани стойностите u_{trim} и y_{trim}, а останалите стойности са определени чрез оптимизационна процедура, така че производните по състоянието да са максимално близки до нулевите, т.е. $\dot{x}_{trim}(t)\approx 0$.

В резултат на линеаризацията е получен модел в пространство на състоянията (ПС) от девети ред.

$$\dot{x} = A(x - x_{trim}) + B(u - u_{trim}) + G(d - d_{trim})$$
$$y - y_{trim} = C(x - x_{trim})$$

където матриците в това описание са:

$$A = \begin{pmatrix} -645 & 0 & 0 & -42 & 0 & -70 & 0 & 2667 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 26 & 0 & -0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2604 & 0 & 0 & -0.1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 645 & 0 & 0 & 42 & -4.2 & 0 & 0 & 0 & -6450 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} B & G \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0.0288 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 69.3875 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 0.1429 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Табл. 2.

Параметри на равновесното състояние

Променлива	Стойност	Единица	Променлива	Стойност	Единица
$Q_{1,trim} = x_{trim,1}$	42	*mmol*	$x_{3,trim} = x_{trim,7}$	16.1	*mmol* / min
$Q_{2,trim} = x_{trim,2}$	4.2	*mmol*	$Q_{m1,trim} = x_{trim,8}$	10.2	μ*mol* / *kg*
$Q_{i2,trim} = x_{trim,3}$	0.173	*IU*	$Q_{m2,trim} = x_{trim,9}$	10.2	μ*mol* / *kg*
$Q_{i1,trim} = x_{trim,4}$	0.173	*mmol*	u_{trim}	0.1	*g* / min
$x_{1,trim} = x_{trim,5}$	645	$\min^{-1}$	d_{trim}	0.00488	*g* / min
$x_{2,trim} = x_{trim,6}$	6450	$\min^{-1}$	y_{trim}	6	*mmol* / *L*

На фиг.5 и фиг.6 са показани преходните характеристики на линеаризираната система съответно по управляващия сигнал и по външното смущаващо въздействие. От тях се вижда, че изследваната система има апериодичен характер.

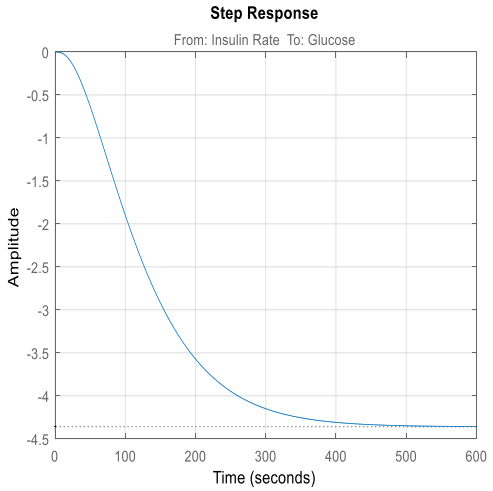
4. СИНТЕЗ НА ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧЕН РЕГУЛАТОР

За получеият линеаризиран модел е синтезиран линейно квадратичен регулатор с интегрална съставка [3], така че да бъде минимизиран следния показател за качество

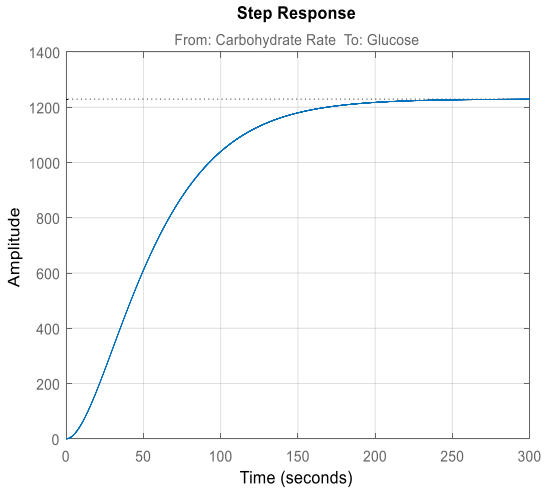
$$J = \int_0^\infty (x(t) - x_{trim})^T Q(x(t) - x_{trim})dt + Q_{\text{int}} \int_0^\infty x_{\text{int}}^2(t)dt + R\int_0^\infty u^2(t)dt$$

като линеаризираният модел е разширен с интеграл от отклонението в концентрацията на глюкоза. Интеграторът се описва със състояние x_{int} според израза

$$\dot{x}_{\text{int}}(t) = -C(x(t) - x_{trim})$$



Фиг.5. Преходна характеристика по управляващия вход (дебит на инсулин)



Фиг.6. Преходна характеристика по смущението (прием на въглехидрати)

Матрицата Q и тегловните коефициенти Q_{int} и R се настройват, така че да бъдат удовлетворени изискванията за качество на преходните процеси. В настоящото изследване са определени следните техни стойности

$$Q = C^T C / 10000,\ Q_{\text{int}} = 10,\ R = 500$$

Минимизацията на квадратичния показателя $J(K)$ води до закон за управление от вида

$$u = K_{\text{int}} x_{\text{int}} + K\hat{x} + u_{trim}$$

където матрицата на обратна връзка по състояние K е

$$K = \begin{pmatrix} 0 & 48.13 & 6.91 & 0.08 & 0 & 0.35 & -5.21 & -12.01 & 0 \end{pmatrix}$$

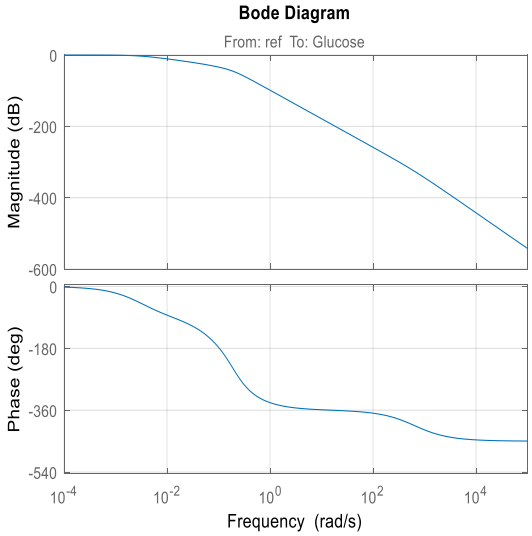
а интегралната съставка $K_{\text{int}} = -0.47 \times 10^{-6}$. Тъй като вътрешните състояния на обекта $x - x_{trim}$ не са достъпни за измерване се използва тяхна оценка $\hat{x}$, получена от филтър на Калман като

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B(u - u_{trim}) + K_n(y - y_{trim} - C\hat{x})$$

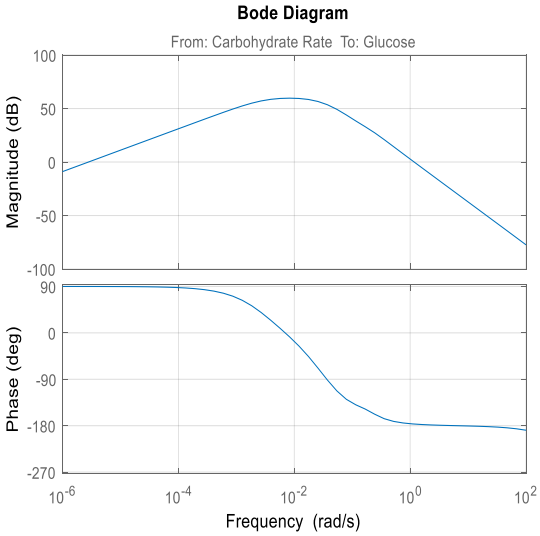
Филтърът на Калман е синтезиран при допускания за дисперсия $Q_n = 10$ на смущаващия сигнал $d(t)$ и дисперсия $R_n = 0.001$ на измервателния шум на изхода. Фиг.7 и фиг.8 показват постигнатите честотни характеристики на затворената система по задание и смущение.

5. СИМУЛАЦИЯ НА ЗАТВОРЕНАТА СИСТЕМА С НЕЛИНЕЙНИЯ МОДЕЛ

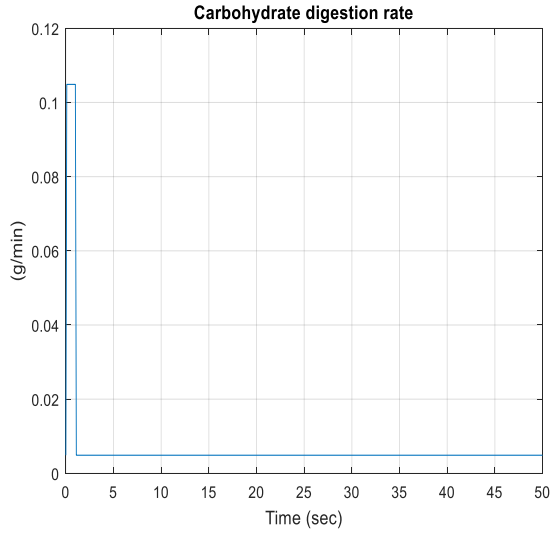
Синтезираният линейно-квадратичен регулатор е изследван и върху описаният в т. 1 нелинеен модел на метаболизма на инсулина и глюкозата при подаване на импулсно нарастване в консумацията на въглехидрати, показано на фиг.9. На фиг.10 е показано управляващото въздействие, което изчислява регулатора, а на фиг.11 е дадена моментната концентрация на инсулин в кръвната плазма. Измененията в концентрацията на глюкозата са показани на фиг.12, откъдето се вижда че регулатора успява да компенсира постъпилото смущение достатъчно бързо, без твърде значими отклонения.



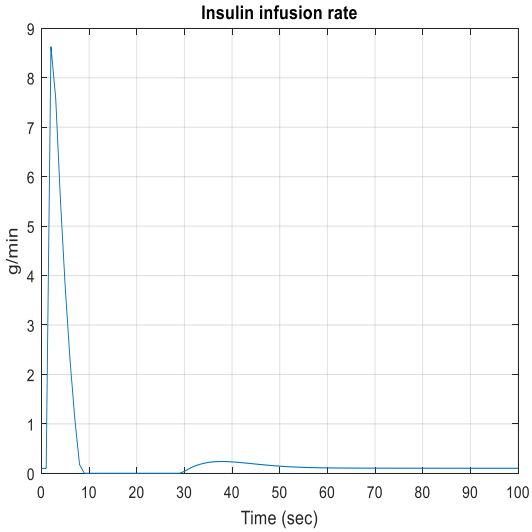
Фиг.7. Допълнителна чувствителност



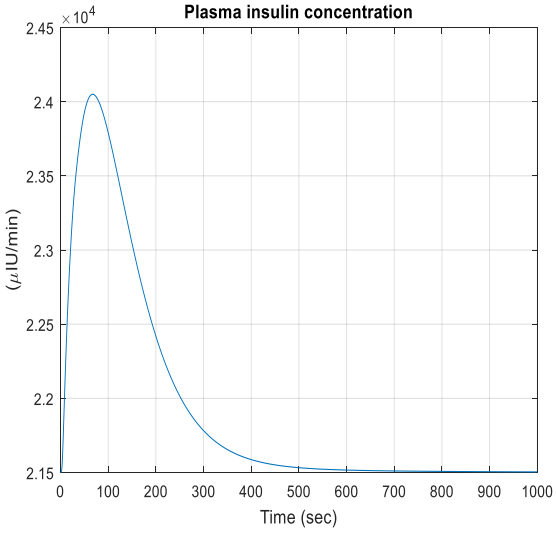
Фиг.8. Чувствителност към смущение



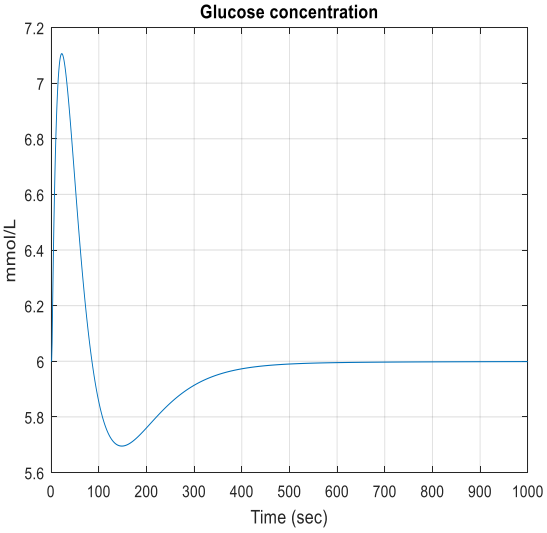
Фиг.9. Импулсно смущение в консумацията на въглехидрати



Фиг.10. Скорост на въвеждане на инсулин изчислена от регулатора



Фиг.11. Резултативна концентрация на инсулин



Фиг.12. Концентрация на глюкоза

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледан е един подход за проектиране на линейно-квадратичен регулатор за стабилизация на концентрацията на глюкоза при пациенти диагностицирани си диабет от първи тип посредством подкожно въвеждане на инсулинов заместител. Основният ограничаващ фактор за постигане на качествено управление на концентрацията на глюкозата в затворен контур е бавното усвояване на подкожно въведения инсулинов заместител, което създава риска от прекомерно повишаване на концентрацията на инсулин в тъканите веднага след хранене, тъй като е възможно регулаторът да подава дози инсулин в продължение на 1-2 часа, като реакция на повишена концентрация на глюкоза. Това от своя страна би довело до ефект на хипогликемия, който може да е продължителен.

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Haidar, ***The Artificial Pancreas***, IEEE Control Systems Magazine 2016, doi: 10.1109/MCS.2016.2584318.

[2] E. Ferrannini, J.D. Smith, C. Cobelli et al., ***Effect of Insulin on the Distribution and Disposition of Glucose in Men***, Journal of Clinical Investigation 1985, vol. 76, pp. 37-364

[3] Н. Маджаров, Е. Хараланова, ***Инженерни методи за изследване на линейни системи***, ТУ-София, 2004 г.

Автори: Йордан Кралев, д-р инж. катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *jkralev@tu-sofia.bg*; **Шериф Шериф**, докторант катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *mr.shark94@abv.bg*; **Веселин Кънчев**, докторант катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *v.kanchev1993@gmail.com*; **Цоньо Славов**, доц. д-р инж. катедра „Системи и Управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ts-slavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Камен Перев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ДЕЦЕНТРАЛИЗИРАНО ПИД УПРАВЛЕНИЕ НА МНОГОМЕРЕН АНАЛОГОВ МОДЕЛ НА ОБЕКТ

Кирил Кьосев, Божидар Раков, Георги Ружеков

Абстракт: *Много често обектите в индустрията са многоконтурни, в които има съществено влияние на между отделните контури. Разработен е аналогов лабораторен модел на обекта с три входа и три изхода, с кръстосани връзки между каналите. Реализирана е система за децентрализирано ПИД-управление с Програмируем Логически Контролер (ПЛК), като се използва метод за компенсация на взаимното влияние между каналите в установен режим.*
Ключови думи: *Аналогов модел, Програмируем Логически Контролер, Многомерна система за управление, Децентрализирано ПИД-управление, SCADA.*

DECENTRALIZED PID CONTROL OF ANALOG MIMO PLANT MODEL

Kiril Kyosev, Bozhidar Rakov, Georgi Ruzhekov

Abstract: *In the industry, systems in which the model has more than one or two inputs and outputs (MIMO systems) are very common. An analog laboratory model with three inputs and three outputs has been developed. A system for multi-dimensional PID control using Programmable Logic Controller (PLC) is realized, using a method for static compensation the influence between the channels.*
Keywords: *Analog Model, Programmable Logic Controller, MIMO Control System, Multivariable PID Controller, SCADA.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В практиката се срещат системи за управление на обекти с повече от два входа и изхода, обикновено използващи едноконтурно ПИД-управление. Проблемът при този вид управление е че поради влиянието между контурите,кръстосаните връзки се пренебрегват и се предполага, че ако се стабилизират повечето от контурите и системата като цяло ще се стабилизира. В настоящата работа ще се проведат експерименти, с помощта на които ще се покаже ефективността на многомерното ПИД-управление, като се използва специален метод за компенсация на влиянието между контурите. Разработена е система за автоматична настройка на параметрите на този регулатор при непълна информация за обекта за управление. Експериментите, които се провеждат за настройка на параметрите на регулаторите са малко, могат да бъдат изцяло автоматизирани.

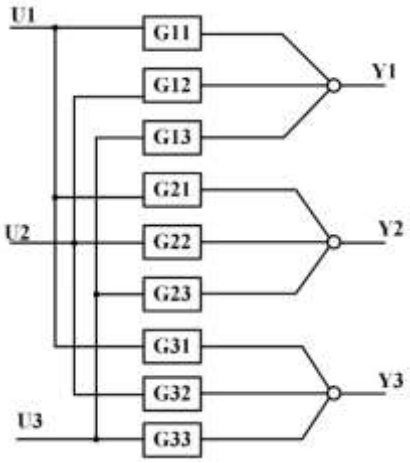
© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

2. ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Моделът за управление е реализиран с помощта на “UNIVERSAL BOARD 2”, където е реализирана схемата на обекта. За реализацията се използват блокове с апериодични звена, суматори и коефициенти на пропорционалност. На фиг.1 е показана структурата на обекта, а на фиг.2 показан вече свързан и готов за управление обект.

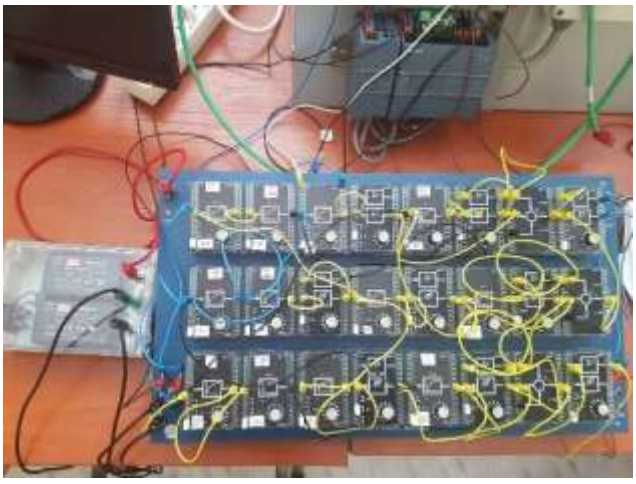
Този обект представлява система от три основни контура и кръстосани връзки между всички канали. Управлението на такъв обект с използване на три отделни ПИД-регулатора на практика не е възможно. Алтернативен подход е с използване на многомерен регулатор, но процесът за изчисляване на матриците е сложен, изисква идентификация на обекта и др. сложни изчисления, което го прави невъзможен за реализация само с контролера.



Фиг.1. Структурна схема на обекта за управление

Параметри на обекта (определени експериментално) са показани на табл.1.

На входовете на обекта U1, U2 и U3 се подава сигнал от Цифрово-Аналоговите Преобразуватели (ЦАП) на контролера, а изходните сигнали на обекта се подават към Аналогово-Цифровите Преобразуватели (АЦП) на входните сигнални модули. Системата за управление е реализирана с ПЛК Siemens S7-1513-1PN, към който са добавени необходимите сигнални модули - дискретна и аналогова периферия - фиг.3.



Фиг.2. Многомерен аналогов обект

Фиг.3. – ПЛК

Таблица 1.
Параметри на елементите

Означение на звеното	T_1, s	T_2, s	K
G_{11}	11.5	16.6	1
G_{12}	4	-	-9
G_{13}	34	-	8
G_{21}	19	-	-5
G_{22}	7	33.0	8
G_{23}	3	-	7
G_{31}	5	-	-9
G_{32}	14	-	3
G_{33}	15	24.8	1

1. ПРОГРАМНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА СИСТЕМАТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Системата за управление е базирана на метода за независим синтез [2], при който се извършва статична компенсация на кръстосаните връзки. По този начин коригираният обект се характеризира с липса на връзка между отделните контури на управлението. По този начин за управлението на този обект се използват 3 едноконтурни ПИД-регулатора.

Разработва се софтуер в програмната среда на TIA PORTAL V15. Програмата съдържаща изчисленията на всички нужни параметри и коефициенти е написана на специалния за TIA PORTAL програмен език SCL. Разработен е дискретен ПИД-регулатор с анти-интегрално насищане. Дискретният ПИД-регулатор е реализиран с функционален блок съгласно (1).

$$u(k) = K_p \left(\varepsilon(k) + I(k) \frac{T_d}{T_0} \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \right) \quad , \tag{1}$$

където $T_0 = 100ms$ е тактът на дискретизация, а $I(k)$ се изчислява по следния начин:

$$I(k) = I(k-1) + \frac{T_0}{T_i}.e(k),$$
$$I(0) = 0. \qquad (2)$$

Използването на функционален блок за реализация на ПИД-регулатора дава възможност за лесна реализация на трите отделни регулатора.

За определянето на параметрите на системата е разработено допълнително програмно осигуряване. На стъпка 1 се изчисляват коефициентите на усилване на всички канали - определяне на матрицата *G*. За определяне на тези коефициенти на трите входа на обекта се подават статични сигнали - на изследвания вход се подава сигнал, напр. 1V, а на останалите - 0. Изчаква се преминаването на преходните процеси, след което се натиска бутона 'Calc *x*'. По този начин се изчисляват статичните коефициенти за входа, за който се прави експеримента.

$$G(i, j) = \frac{Y(i)}{U(j)}, \qquad (3)$$

където: $Y(i)$, $i = [1, 2, 3]$, изходен сигнал; $U(j)$ – сигнал на входа j, на който се подава сигнал различен от 0.

Процедурата се повтаря за трите входа. На фиг.4 е показана част от SCADA системата, с която се извършва експеримента за изчисляване стойностите на матрицата *G*.

	U	G		Y
Calc 1	+1.00	+0.955	-8.269	+7.968	+0.955
Calc 2	+0.00	-4.503	+7.292	+6.121	-4.506
Calc 3	+0.00	-8.695	+2.912	+0.969	-8.697

Фиг.4. Изчисляване на *G* за вход 1

На Стъпка 2 се изчислява обратната матрица на *G* (4) (настиска се бутон 'CalcD').

$$D = G^{-1}(0) \qquad (4)$$

На фиг.5 е показана част от SKADA системата, с която се изчислява матрицата *D*. Програмният код за обръщане на матрица е реализиран в ПЛК.

	D		
Calc D	-0.014	+0.040	-0.138
Det	-0.061	+0.088	-0.052
+789.7	+0.063	+0.087	-0.037

Фиг.5. Изчисляване на матрицата *D*.

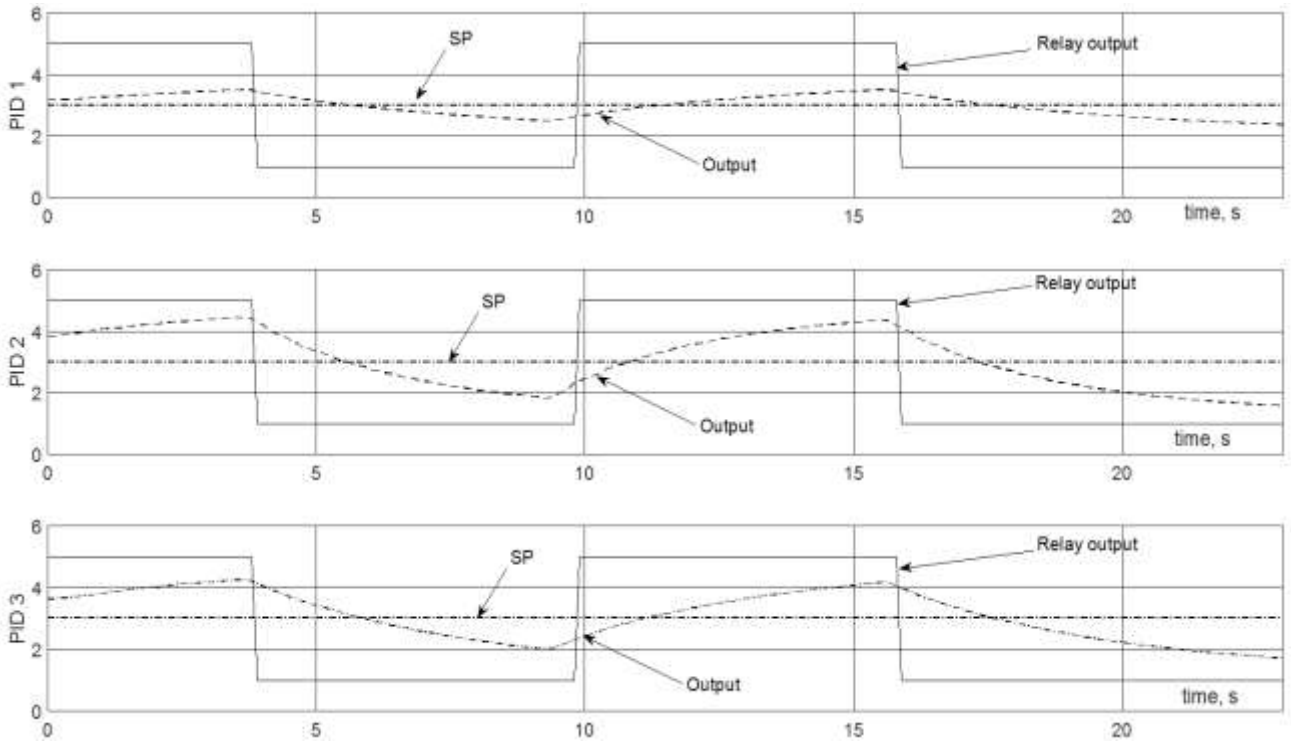
По този начин се определят параметрите на коригирания обект (със статична компенсация в установен режим) (5).

$$G_{sh}(s) = G(s).D \tag{5}$$

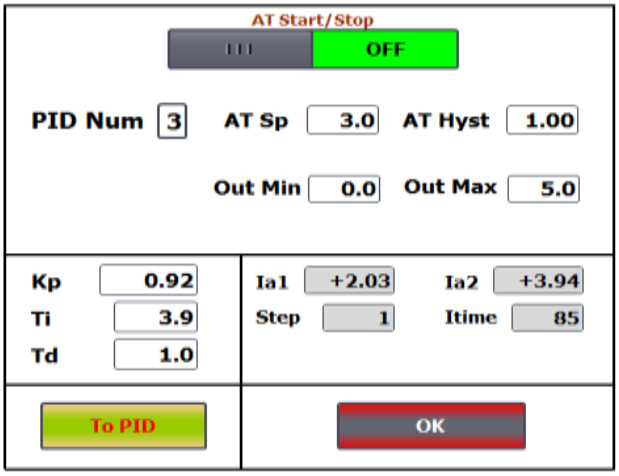
На Стъпка 3 се извършва автоматична настройка на всеки един от регулаторите. Използва се метод на Astrom-Hagglund-2 за всеки изход (1, 2, 3) на коригирания обект [1, 4, 5]. Едновременно на всички входове на коригирания обект се подава тестовия релеен сигнал (фиг.6).

На фиг.6 е показан е част от процеса за автонастройка на ПИД 1. Добре се вижда сигналът от релейния изход на системата за автоматична настройка. Настройките на другите регулатори се извършват по аналогичен начин. На фиг.7 е показан елемент от SCADA [3] системата, който се използва за управление на процеса на автоматична настройка: задаване на големината на релейния изход и заданието в режим, получаване на симетрични колебания и прехвърляне на изчислените коефициенти към ПИД-регулатора.

След задаване на необходимите параметри процесът за автоматична настройка се пуска. Параметрите на получените колебания се определят автоматично и се изчисляват коефициентите на съответния ПИД-регулатор. Процедурата за самонастройка не изисква допълнителни изчисления и е относително бърза. Самонастройката се извършва в околност около работната точка на обекта, амплитудата на изходния сигнал на релето е съобразена със спецификата на обекта, поради което той не може да бъде повреден.



Фиг.6. Графика от процеса на самонастройка за ПИД 1



Фиг.7. Задаване на параметри и управление на процеса за автоматична настройка

На фиг.8 е показан елемент от SCADA системата, който се използва за задаване на параметри и управление на регулаторите. Всеки регулатор може да работи в автоматичен или ръчен режим. Ръчният режим се използва за провеждане на експерименти със системата в отворен контур, а с автоматичния режим се извършват експерименти относно качеството на управление на системата. Изчислените, от процедурата за самонастройка, коефициенти на регулаторите се прехвърлят автоматично към съответния регулатор и системата може да бъде стартирана.

Фиг.8. Параметри и режими на регулаторите

4. РЕЗУЛТАТИ

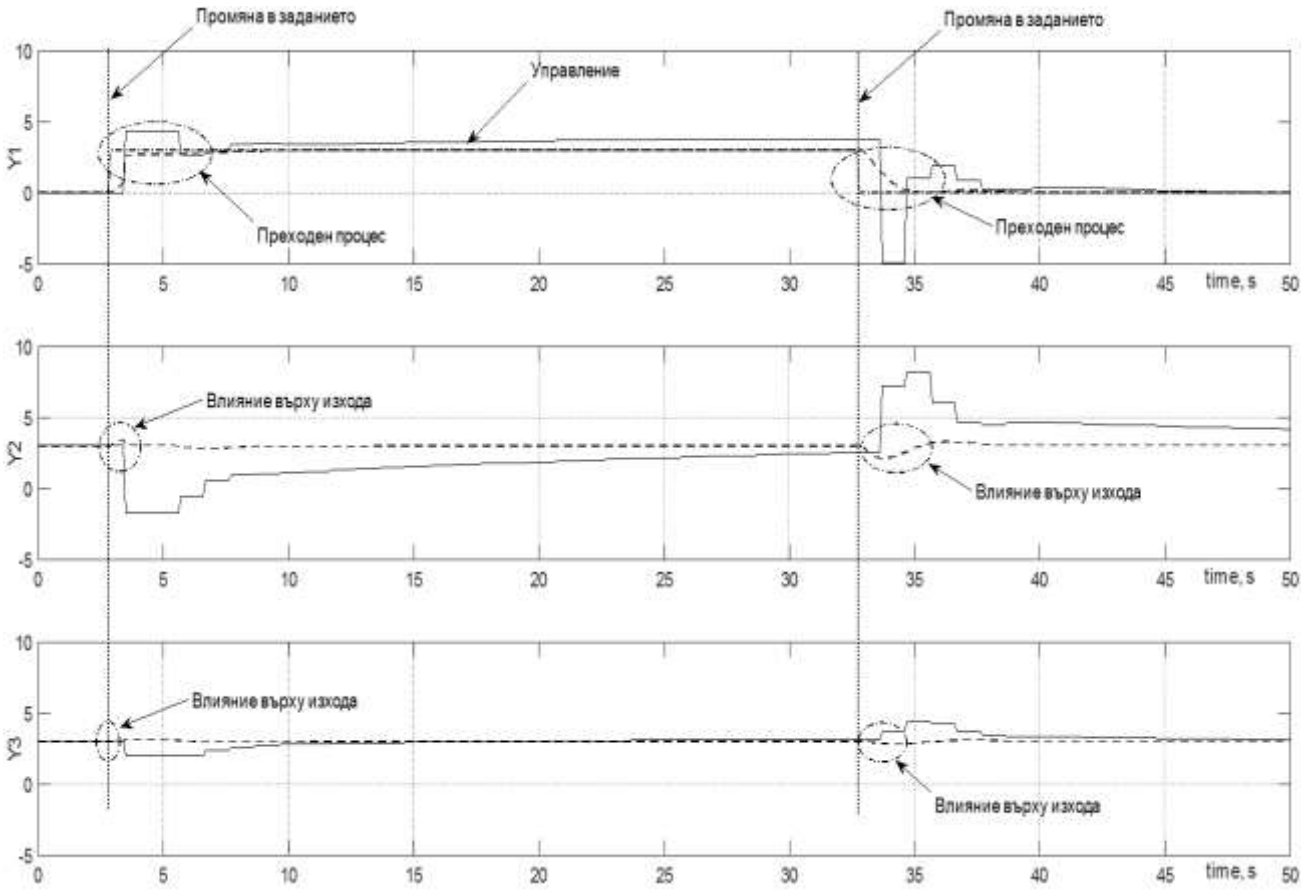
С така разработената система са проведени експерименти за определяне на влиянието между контурите и характера на преходните процеси при смяна на заданието на всеки от регулаторите. На фиг.9, фиг.10 и фиг.11 са показани резултати от експерименти по промяна на заданието на всеки регулатор от 0 на 3 и отново към 0. Вижда се, че влиянието на контура, на който се извършва промяна в заданието, влияе много слабо на останалите контури, като в някои случаи влиянието е пренебрежимо малко. Преходните процеси по втори и трети вход се характеризират с високо бързодействие и добро отработване на процесите, които са възникнали от взаимните връзки между процесите. Изходните сигнали са в допустимия диапазон. Разработената система позволява да се извърши донастройка на

коефициентите на регулаторите. Това е възможно, защото е известно влиянието на коефициентите върху преходния процес, те имат ясен физически смисъл.

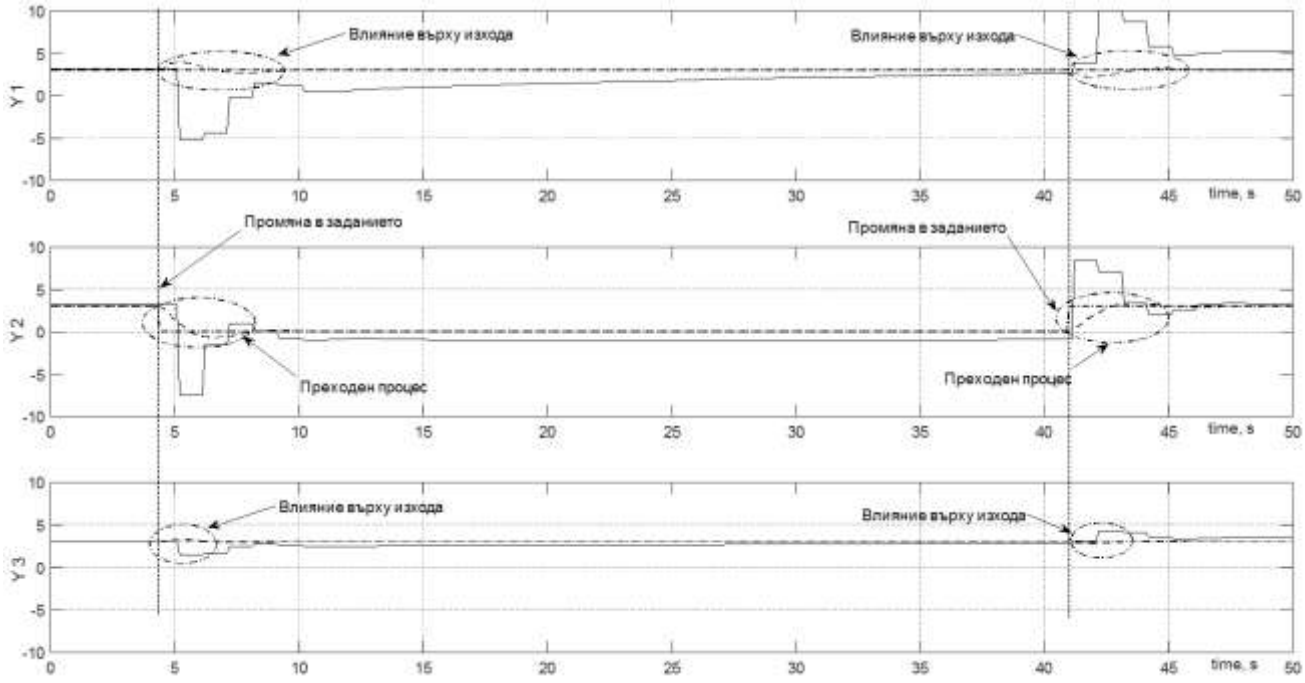
5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализирана е система за управление на реален аналогов многосвързан обект, като за управлението е използван програмируем логически контролер (ПЛК). Програмното осигуряване е разработено в среда на TIA PORTAL, на програмен език SCL. За визуализация е реализирана SCADA система WinCC flexible. Структурата на системата е разработена на базата на компенсация на взаимните влияния между каналите в установен режим. Този подход дава възможност за използване на стандартни програмно реализирани ПИД-регулатори. Настройката на системата се състои от няколко стъпки:

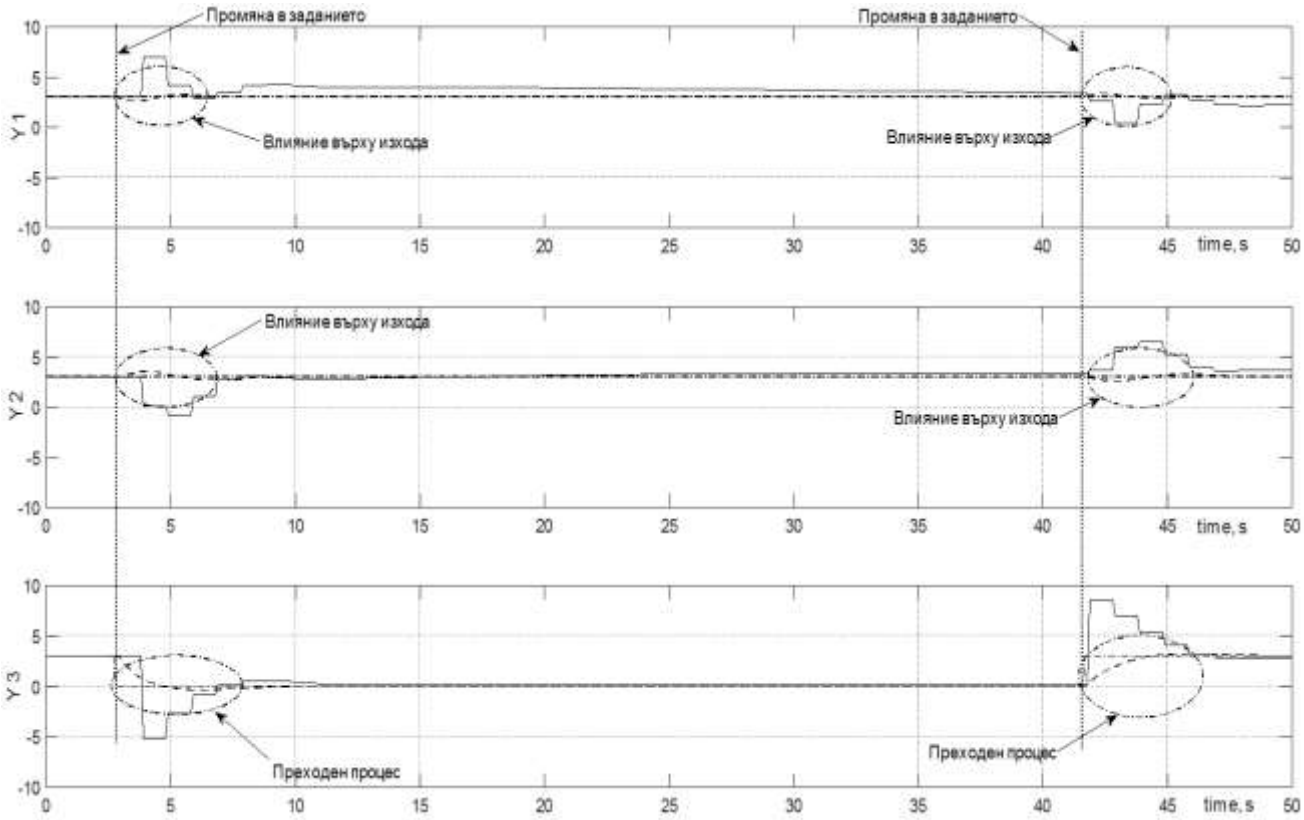
1. Експериментално определяне на статичните коефициенти на усилване за всеки контур.
2. Изчисляване на обратната матрица D (4) и определяне на параметрите на коригирания обект.
3. Настройка на трите ПИД регулатора. В случая е използван подход за автоматична настройка по метода на Astrom-Hagglund-2, като релейния сигнал се подава едновременно на входовете на коригирания обект. Амплитудата на релейния сигнал се съобразява с възможностите на системата. За управлението на процеса на настройка и изчисляване на параметрите е разработен необходимия софтуер и визуализация.
4. Използваният подход за настройка на регулаторите дава възможност за автоматизиране на процеса, бърз и лесно приложим за индустриални приложения, където се налага пренастройка на системата при смяна на параметри и/или обработван продукт.
5. Системата позволява много лесна корекция на параметрите на ПИД-регулаторите за постигане на по-добри резултати от управлението. Съществено предимство е, че параметрите за настройка са малко и много добре е известно влиянието на всеки от тях. Това дава възможност за ръчна промяна на някой от параметрите без да се пуска процедурата за самонастройка. Тази възможност е изключително полезна при индустриални системи.
6. Получените резултати показват много добра компенсация на взаимните връзки, преходните процеси са бързи и с много малко пререгулиране.
7. Алтернативният подход с използване на многомерно управление изисква много усилия за провеждане на идентификация, синтез и моделиране на процесите. Разработване на програмно осигуряване не е тривиално, изискват се и матрични изчисления, които не присъстват в стандартния софтуер за промишлени контролери и трябва да бъде дописан. Не е възможно ръчно донастройка на параметрите, тъй като техния брой е много голям и не е известно влиянието на всеки от тях върху реакцията на системата.



Фиг.9. Промяна в заданието на Контур 1



Фиг.10. Промяна в заданието на Контур 2



Фиг.11. Промяна в заданието на Контур 3

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гарипов Е., (2017). *Цифрови системи за управление Част 1,* Технически Университет-София, гр. София;

[2] Раков В., (2018), *Независим синтез на ПИД регулатор за тримерен* обект, Годишник на Технически университет-София, том 68, книга 2, 2018, гр. София

[3] Ружеков Г., (2015), *Промишлени системи за управление*, Технически университет- София, гр. София;

[4] Yu C., (2006), Autotuning of PID Controllers, A Relay Feedback Approach, 2nd Edition, Springer London

[5] Astrom K, T. Hagglund, (1995), PID Controllers, Design and Tunning, 2nd Edition, Instrument Society of America.

Автори: Кирил Кьосев, бак. инж. катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; **Божидар Раков**, маг. инж. докторант, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *brakov@tu-sofia.bg;* **Георги Ружеков**, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *g_ruzhekov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Теофана Пулева

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

РОБАСТНО УПРАВЛЕНИЕ НА СЕРВОСИСТЕМА С MATLAB И SLICOT

Аспарух Марковски

Резюме: *Направен е опит за синтез на робастен регулатор за лабораторен модел на сервоситема, произведен от фирмата Интеко. За целта са използвани Robust Control Toolbox за MATLAB и свободната библиотека SLICOT. Някои от неточно известните параметри са въведени като източници на структурирана неопределеност. Допълнително е въведена и неструктурирана неопределеност поради наличието на нелинейност в обекта от тип „хлабина“. Синтезиран е μ регулатор и са проведени симулационни опити с модела. Работоспособността на създадения регулатор е изпробвана върху опитната установка.*
Ключови думи: *Робастно управление, μ синтез, Robust Control Toolbox, SLICOT*

ROBUST CONTROL OF SERVO SYSTEM USING MATLAB AND SLICOT

Asparuh Markovski

Abstract: *Robust μ controller is made for a laboratory set-up of a servosystem, produced by Inteco Ltd. Both Robust Control Toolbox and the free library SLICOT are used. There are both structured and unstructured uncertainty in the model. Simulations are made, along with a test with the real object.*
Keywords: *Robust control, μ synthesis, Robust Control Toolbox, SLICOT*

1. СОФТУЕР ЗА СИНТЕЗ НА РОБАСТНИ РЕГУЛАТОРИ

Единственият пълен и практически приложим инструмент за решаване на задачата за H_∞ и μ оптимален синтез е *Robust Control Toolbox* за *MATLAB*. За задоволяване на нуждата от високоефективни, преносими програми в областта на теорията на автоматичното управление по проекта *NICONET* (*Numerics In COntrol NETworks*) [1] е създадена достъпната по Интернет виртуална библиотека от изчислителни програми на FORTRAN, наречена *SLICOT* (*A Subroutine LIbrary in systems and COntrol Theory*) [2]. Разработена е от водещи специалисти в теорията на управлението в Европейската общност. Но и след завършването на проекта *NICONET* задачата далеч не е изпълнена - много от тематичните глави, включително тази по синтез на робастни управляващи устройства, не са довършени, а голям брой от вече включените програми съдържат слабости и грешки от теоретична и програмна гледна точка. Обвързването с архаичен език като FORTRAN в днешно време води до почти пълна невъзможност за поддържане на тази библиотека в приемлив вид.

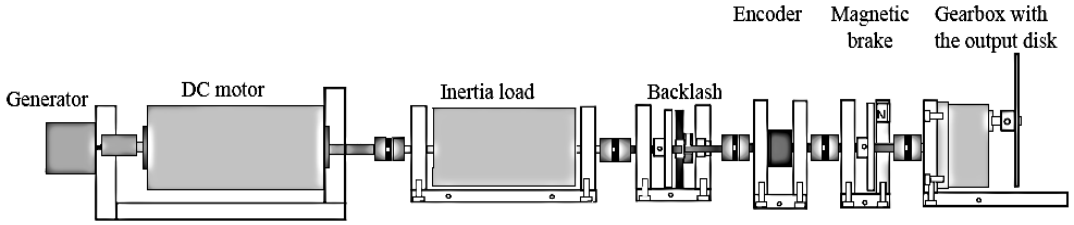
© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

Основа на библиотеката *SLICOT* са изчислителните програми на FORTRAN 77, FORTRAN95 и C за анализ и проектиране на системи за управление, разработени с широкото използване на библиотеките за изчисления в областта на линейната алгебра *BLAS* (*Basic Linear Algebra Subprograms*) [3] и *LAPACK* (*Linear Algebra PACKage*) [3]. Те могат да се използват при създаване на програмно осигуряване със собствен потребителски интерфейс. Програмите са разделени както по тематични подгрупи, така и на *основни* и *помощни*. Повечето от основните са комплектувани с тестови програми и файлове с тестови данни, а за някои от тях за удобство на потребителя са създадени интерфейсни функции към *MATLAB* (gateway functions), както и помощни M-файлове за *MATLAB*.

2. ИЗПОЛЗВАН ФИЗИЧЕСКИ МОДЕЛ

За демонстрация на методите на робастен синтез с двата вида софтуер е използван физически модел на сервосистема от лабораториите на катедра *Системи и управление* на Технически Университет-София.



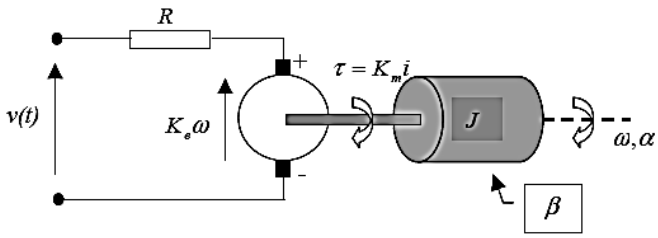
Фиг.1. Модел на сервосистема

Сервосистемата (фиг.1) се състои от постояннотоков мотор с независимо възбуждане, тахогенератор, товар със значителен инирчен момент, един оборот хлабина, магнитна спирачка, инкрементален енкодер, изходен диск с редуктор [5]. Всички части са монтирани на релса и могат лесно да се разместват. Ъгълът на завъртане на вала се мери както от инкременталния енкодер, така и от тахогенератора. Моторът се управлява с ШИМ, така, че управляващият сигнал е мащабиран, т. е $|u(t)| \leq 1$. Системата се свързва към компютър чрез RT-DAC устройство и може да се управлява през *MATLAB*.
Динамиката на системата се описва със следните зависимости съгласно фиг.2:

$$v(t) = Ri(t) + K_e\omega(t) \tag{1}$$

$$J\dot{\omega}(t) = K_m i(t) - \beta\omega(t) \tag{2}$$

където $v(t)$ е входното напрежение, $i(t)$ е токът, $\omega(t)$ е ъгловата скорост на вала, R е съпротивлението на моторната намотка, J е инерчният момент на всички въртящи се части, β е коефициентът на триене, $K_m i(t)$ е електромагнитният въртящ момент и $K_e\omega(t)$ е реакцията на намотката на мотора.



Фиг.2. Модел на динамиката на сервосистемата

Комбинират се електрическото (1) и механичното (2) уравнения:

$$T_s\dot{\omega}(t) = -\omega(t) + K_{\text{sm}}\nu(t) \tag{3}$$

където $T_s = \frac{\text{RJ}}{\beta R + K_e K_m}$, $K_{\text{sm}} = \frac{K_m}{\beta R + K_e K_m}$.

Моделът е линеен, понеже елементът с хлабина (мъртва зона) не е включен, не са отчетени и някои нелинейности поради триенето. Тогава системата се описва от следните предавателни функции:

$$W_{\nu\to\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{\nu(s)} = \frac{K_{\text{sm}}}{T_s s+1} \tag{4}$$
$$W_{\nu\to\alpha}(s) = \frac{\alpha(s)}{\nu(s)} = \frac{K_{\text{sm}}}{s(T_s s+1)}$$

От (4) се получава описание в пространство на състоянията:

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{1}{T_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \frac{K_s}{T_s}\end{bmatrix}u \tag{5}$$
$$y = \begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}$$

Линеаризацията в нулевата точка с включен елемент с хлабина би довела до неуправляем модел, затова за μ синтеза се използва леко различен линеен модел.

Той е получен с командата в *MATLAB* linmod.m със симулирано възбуждане, за да се излезе от мъртвата зона. Може също да се направи линеаризация не в мъртвата зона, или тя да се апроксимира с малък статичен коефициент на усилване.

Два типа модели с неопределеност са получени за целите на μ -синтеза:

а) Модел със структурирана неопределеност, при който K_s е параметър с неопределеност с номинална 186 rad/(s*V) и интервал на неопределеност [166, 206] и T_s е параметър с неопределеност с номинална стойност 1.04 s и интервал на неопределеност [0.84, 1.24]. Този модел е означен с G_{1m};

б) За различни стойности на тези параметри са получени логаритмичните амплитудно-честотни характеристики. Максималният интервал между тях е моделиран с неструктурирана неопределеност с:

- максимална относителна грешка $W_{\text{mult}}(\omega) = \begin{bmatrix} W_{\text{mult1}} & 0 \\ 0 & W_{\text{mult2}} \end{bmatrix}$;

- и неопределена динамика $\Delta_{\text{mult}} = \begin{bmatrix} \Delta_{\text{mult1}} & 0 \\ 0 & \Delta_{\text{mult2}} \end{bmatrix}$.

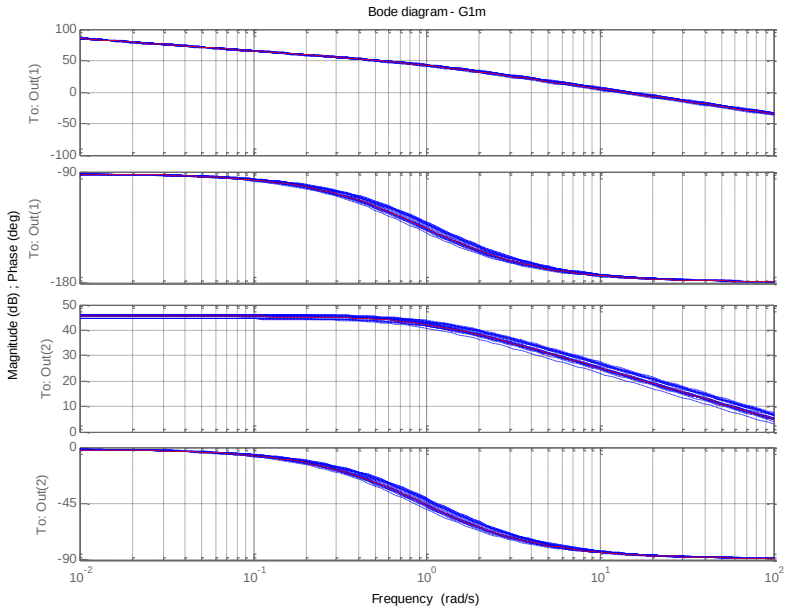
Тогава моделът с изходна мултипликативна неопределеност се представя така:

$$G_{1nm} = (I + W_{mult}\,\Delta_{mult})\,G_{1m} \qquad (6)$$

Оценките на максималната мултипликативна неопределеност са следните:

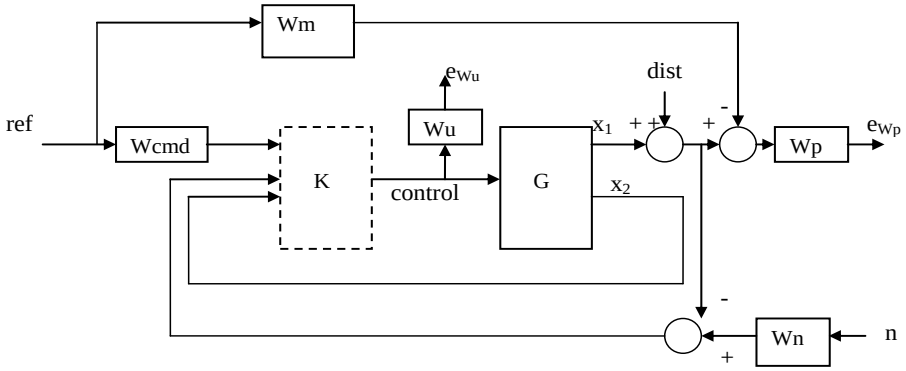
$$W_{\text{mult1}} = \frac{0.245s+0.0372}{s+0.39}\ , W_{\text{mult2}} = \frac{0.462s+0.114}{s+0.924}$$

На фиг.3 са показани логаритмичните амплитудно-честотни характеристики на G_{1m} за 20 произволни допустими реализации на параметрите с неопределеност. Фигурата за G_{1nm} има почти същия вид и не е показана.



Фиг.3. ЛАЧХ на G_{1m} за 20 произволни стойности на параметрите с неопределеност

Синтезирани са μ-регулатори за двата модела, описани по-горе, в съответствие със схемата на фиг.4:



Фиг.4. Схема за синтеза

Тегловните филтри са следните:

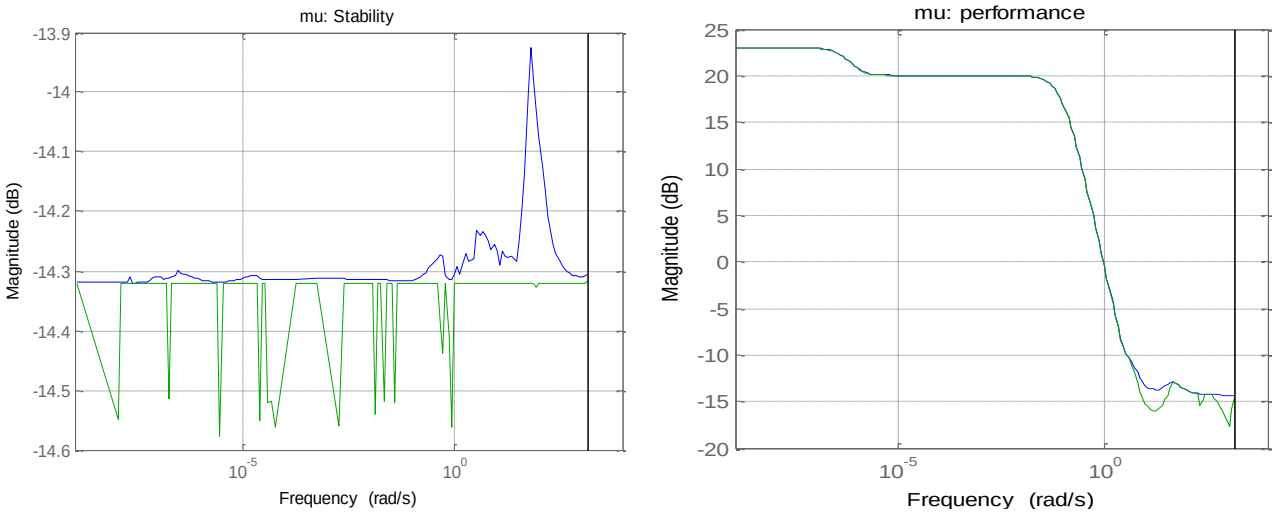
$W_{cmd} = 1$ е модел на заданието;
$W_m = \frac{1}{0.01s^2+0.3s+1}$ е еталонен модел;
$W_u = \frac{0.04s+0.4}{0.04s+1}$ наказва управляващия сигнал;
$W_p = \frac{s+10}{10s+1}$ е филтър за качество;
$W_n = \frac{0.001s}{s+1}$ е модел на шума.

3. СИНТЕЗ НА μ -РЕГУЛАТОР Kd_{1m} ЗА МОДЕЛА G_{1m}

В *SLICOT* за μ-синтеза е използвана програмата muHopt от библиотеката SLICOT. Тя е има формата на интерфейсна (gateway) функция за MATLAB, но с малко преправяне може да се използва самостоятелно, както и с друг софтуер, например, Gnu Octave или Scilab. За извършване на K стъпката при μ-синтеза се вика програмата SB10AD, а за D стъпката - SB10MD. Всички тези програми, заедно с необходимите им помощни и тестови програми, са създадени от автора и включени в SLICOT.

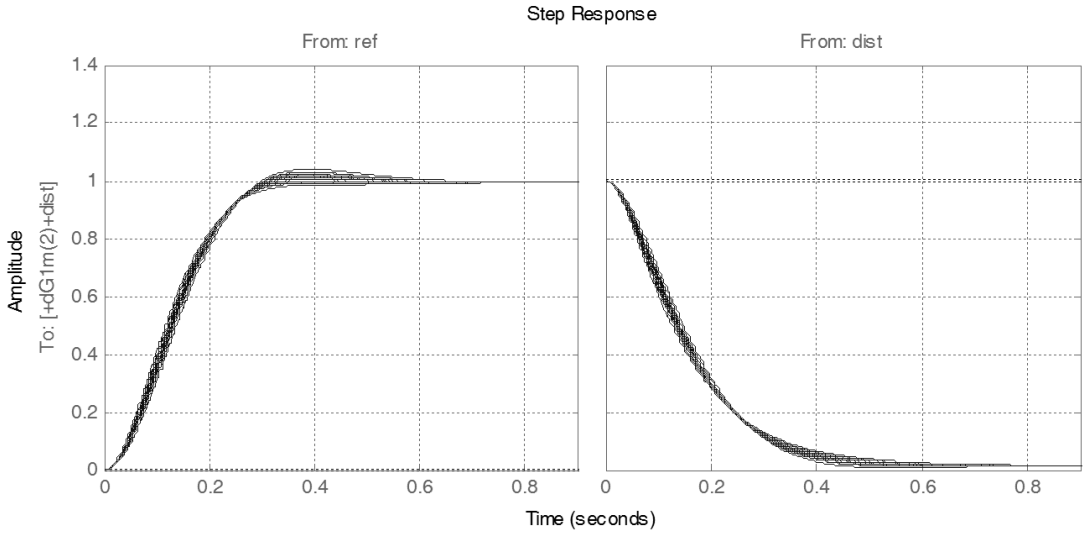
μ -регулаторът е синтезиран за дискретизирания с T_s=0.002 s модел със структурирана неопределеност G_{1m}. С него се постига робастна устойчивост с максимална стойност на μ-нормата 0.201 (фиг.5 вляво).

Робастно качество не се постига - максималната стойност на μ нормата е 14.53 в много ниските честоти (фиг.5 вдясно), следователно лошо качество се очаква за установен режим.



Фиг.5. Робастна устойчивост (вляво)
и робастно качество (вдясно) с Kd_{1m} за G_{1m}

Може да се покаже, че понижаването на коефициента K във филтъра на качеството W_p води до удовлетворяването му.
Преходните характеристики при задание 1 rad/s за 20 произволни допустими реализации на параметъра m в линейния модел с неопределеност са показани на фиг.6. Отляво е реакцията на заданието, отдясно - на товарно смущение.



Фиг.6. Симулация с Kd_{1m} за G_{1m} за 20 произволни стойности на m

Резултатите при синтез на μ-регулатор с MATLAB са подобни и са показани в [6].

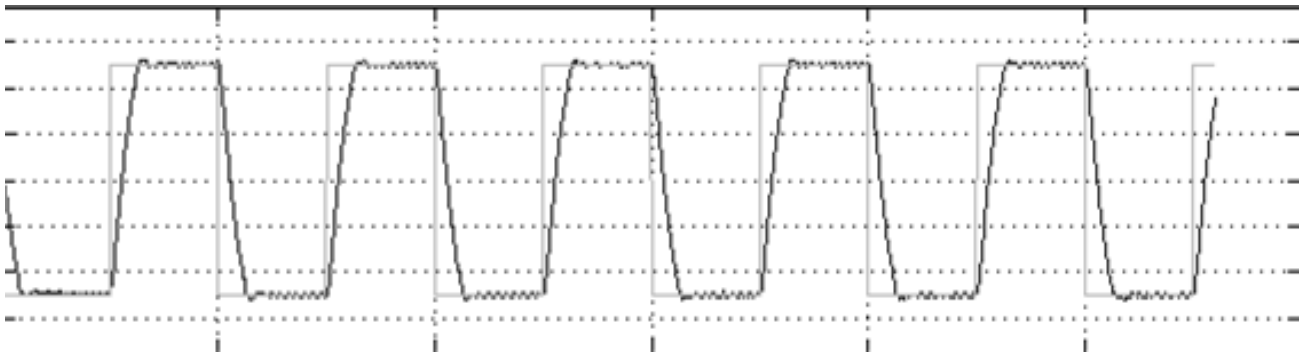
4. СИНТЕЗ НА μ РЕГУЛАТОР Kd_{1nm} ЗА МОДЕЛА G_{1nm}

Подобно, синтезът е направен за дискретизирания с T_s=0.002 s модел с неструктурирана неопределеност G_{1nm}.

Системата постига робастна устойчивост с максимална стойност на μ-нормата 0.037, но за да постигне робастно качество, се налага филтърът W_p да се облекчи около 10 пъти.

5. ИЗВОДИ

От направените опити с реалния обект (фиг.7) се вижда, че се получават работоспособни регулатори. Редът им не е много висок като за μ-регулатори - имат 7 състояния и за двата модела, като за Kd_{1nm} той може да се намали до 5. Подобни са и свойствата на регулаторите, получени с Robust Control Toolbox за MATLAB.



Фиг.7. Опит с реалния обект с Kd_{1m}:
в светло – заданена ъглова скорост,
в тъмно - действителна

ЛИТЕРАТУРА

[1] *NICONET* e. V., *http://www.niconet-ev.info/en/*

[2] Benner P., V. Mehrmann, V. Sima, S. van Huffel, A. Varga (1998) *SLICOT – a subroutine library in systems and control theory*, Applied and computational control, Signals and circuits

[3] Dongarra J., J. Du Croz, I. Duff, S. Hammarling (1990) *A set of Level 3 basic linear algebra subprograms*, ACM Trans. Math. Software, 16,

http://www.netlib.org/BLAS

[4] Anderson A, Z. Bai, C. Bischof, J. Demmel, J. Dongarra, J. Du Croz, A. Greenbaum, S. Hammarling, A. McKenney, S. Ostrouchov, D. Sorensen (1995) *LAPACK user's guide*, SIAM, Philadelphia, PA, second edition;

http://www.netlib.org/LAPACK

[5] *Modular Servo System – User's Manual*, InTeCo Ltd

[6] Марковски А. (2014), *Робастно управление на лабораторен модел - сервосистема*, Международна конференция „Автоматика 2014“, България.

Автор: Аспарух Марковски, гл. ас. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *agm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 23.04.2019 г. **Рецензент**: проф. дтн Петко Петков

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ИЗСЛЕДВАНЕ РОБАСТНАТА УСТОЙЧИВОСТ НА ВГРАДЕН H∞ РЕГУЛАТОР ЗА КОРМИЛНА ЕЛЕКТРОХИДРАВЛИЧНА ЗАДВИЖВАЩА СИСТЕМА

Александър Митов, Йордан Кралев, Цоньо Славов, Илчо Ангелов

Резюме: *Изследвана е робастната устойчивост на вграден робастен регулатор в кормилна електрохидравлична задвижваща система предназначен за оптимално следене на позиция от сервоцилиндър. Регулаторът е получен чрез H∞ синтез извършен на база на идентификация на многомерен модел. Във връзка с изследването на робастната устойчивост в модела е въведена параметрична неопределеност. Настоящата работа доказва, че затворената система запазва своята устойчивост при наличието на входна мултикликативна неопределеност дължаща се на наличието на нелинейности в хидравличните кормилни устройства предназначени за бавноходни мобилни машини. Ефективността на синтезирания H∞ регулатор е потвърдена експериментално на лабораторен стенд.*
Ключови думи: *вградена система, H_∞ регулатор, робастна устойчивост, електрохидравлична кормилна система*

ROBUST STABILITY OF H-INFINITY REGULATOR FOR ELECTROHYDRAULIC STEERING UNITS

Alexander Mitov, Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Ilcho Angelov

Abstract: *The paper is focused on investigation of robust properties of an developed robust controller for programmed reference tracking of electrohydraulic steering units. The regulator is designed on the base of identifed single input multiple output model and H-infinity optimization procedure. The system is further described in robust setting by addition of parameter uncertainty into some of the model parameters. The present paper explains that the closed loop system keeps its stability in presence of input multiplicative uncertainty related to some nonlinear actuator effects which are inherent in most of the hydraulic steering units. The performance of the H-infinity regulator is experimentally verified on a laboratory test bench.*
Keywords: *embedded system, H_∞ controller, robust stability, electrohydraulic steering system*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Кормилните системи за бавноходните мобилни машини работят на хидростатичен принцип и нямат механична връзка между волана и управляваната ос на

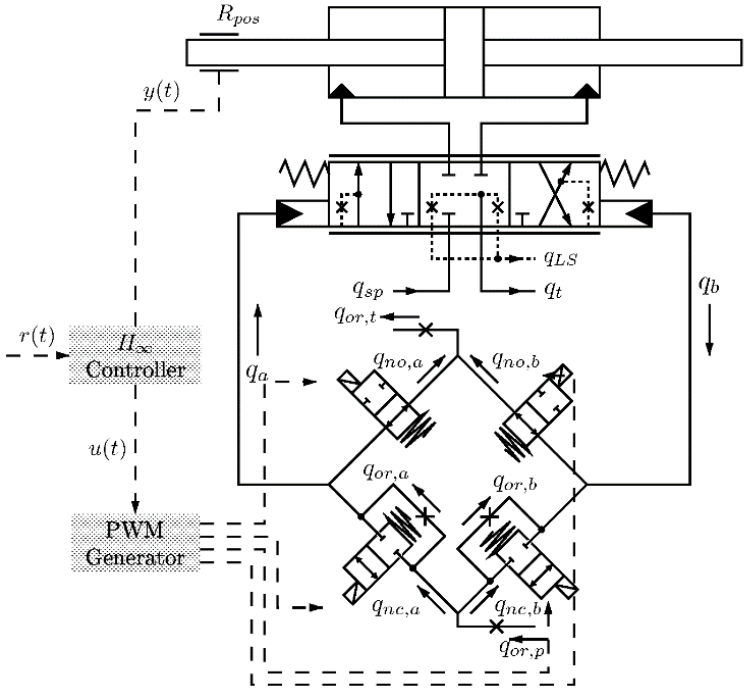
© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

машината. В този аспект енергията необходима за кормилното управление се предава от хидравлична работна течност. В допълнение към кормилната функция, хидравличната задвижваща система в мобилните машини осигурява също и други важни функции на машината, като например ход, работни движения, спирачен режим и други. Пропорционално на входното задаващо въздействие от оператора хидростатичното кормилно устройство (ХКУ) захранва с определен дебит кормилния серво цилиндър. Това въздействие се прилага класически чрез волан.

Други алтернативи за генериране на входни задаващи въздействия се изпълняват чрез електронен джойстик или дистанционно управление на посоката на движение. Въвеждането на цифров електрохидравличен управляващ модул (ЕХУМ) в кормилната система позволява осъществяването на тези функции съвместно с конвенционално ХКУ.

Тази способност за управление на енергийните величини (налягане и дебит) чрез електронни сигнали стимулира разработването на вградени системи, насочени към хидравлични приложения за задвижване. Съвременните електрохидравлични кормилни системи за управление на мобилни машини обикновено се състоят от конвенционално ХКУ, вграден в него (или външно свързан) приоритетен клапан, работещ съвместно с клапан за усилване по дебит (Load-Sensing Valve), осигуряващ товаро-чувствителна функция на системата, хидравличен разпределител с пропорционално електрическо управление от ЕХУМ, кормилен серво цилиндър и сензори.



Фиг.1. Хидравлична схема на електрохидравличен следящ разпределител за кормилна система с цифрово управление

Крайната цел на вградената електроника в хидравличните устройства е подобряването на експлоатационните характеристики, безопасността и възможностите за диагностика. Тъй като хидравличните машини и устройства за задвижване се

проектират по отношение на максимално ефективно използване на енергията, то техните конструктивни изпълнения се характеризират с нелинейност при моделирането им. Неопределеността причинената от тези елементи може да наруши устойчивостта и ефективноста на затворената система за управление. Вградените алгоритми трябва да бъдат внимателно изследвани по отношение на неопределеността преди тяхнато вграждане в реалната машина.
В настоящата работа е изследвана робастната устойчивост на вграден H_∞ регулатор предназначен за електрохидравлична кормилна система за бавноходни мобилни машини. Математичният модел използван при проектирането на регулатора е от *трети ред*, представен в пространство на състоянията и получен чрез идентификация по експериментални данни. Въведени са два неопределени скаларни елемента, които задават 30% отклонение в съответните параметри на модела. Робастната устойчивост на неопределената затворена система се оценява чрез изчисляване на граници за структурираното сингулярно число μ.

2. МОДЕЛИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОХИДРАВЛИЧНАТА КОРМИЛНА СИСТЕМА

Вграденият H_∞ регулатор е предназначен в лабораторен стенд за изследване на електрохидравлични кормилни системи базиран на ЕХКУ тип OSPEC200 LSRM. Лабораторният стенд е изграден с технически спецификации на производителите на мобилни машини [1]. Хидравличната схема на стенда е описана подробно в [2].

Описание на кормилната система

На фиг.1 е представена опростена хидравлична схема на пропорционален хидравличен разпределител с непряко управление от ЕХУМ за цифрово управление предназначени за кормилни системи работещи съвместно с вградена система за управление. Три са основните елементи осигуряващи кормилната функция – ЕХУМ, състоящ се от четири двупътни двупозиционни клапана с малък типоразмер свързани в схема пълен мост, управляваният хидравлично от ЕХУМ пропорционален разпределител от плунжерен тип и кормилен серво цилиндър задвижващ управляемата ос на машината.
Когато управляващият сигнал е положителен, горният и долният клапани намиращи се от лявата страна на моста се превключват, в резултат на което плунжерът се придвижва наляво. Когато управляващият сигнал е отрицателен клапаните намиращи се в дясното рамо на моста се превключват в синхрон с широчинно-импулсо модулирания (ШИМ) сигнал и основният плунжер се премества на дясно. Плунжерът определя количеството работна течност, което ще преминава през управляващия серво цилиндър. Следенето на заданието се осигурява от регулатор, който измервайки текущото положение на работния цилиндър изчислява управляващия сигнал, така че да се осигури следене на заданието. Задаващият сигнал може да се генерира от командите на човек-оператор или въз основа на централизирана навигационна система.

Регулаторът е вграден в управляващ микроконтролер MC012-22 [3], към който е свързан джойстик JS6000 за получаване на задаващия сигнал. Кормилното устройство е тип EHSU OSPEC200LSRM. Всички компоненти от лабораторния модел (фиг.1) са свързани посредством CAN мрежа. Вграденият софтуер е разработен с помощта на средата PLUS+1 Guide. Контролерите от серията MC012 са сертифицирани за използване в промишлеността за управление на бавноходни мобилни машини. Неговата архитектура е базирана на процесора TMS320F2812 на Texas Instruments, който работи с честота 150MHz и поддържа аритметика с плаваща точност.

Идентификация на многомерен модел

Проектирането на H_∞ регулатори изисква линеен модел на обекта в пространство на състоянията. В нашия случай е оценен модел от трети ред чрез процедура за идентификация по експериментална извадка от данни получена при такт на дискретизация $T_S = 0.05s$.

Извършена е валидация на модела с независима извадка от данни чрез сравнение във времевата област и корелационни тестове за грешката. Идентификацията на модела е описана подробно в [4]. Оценението модел в пространство на

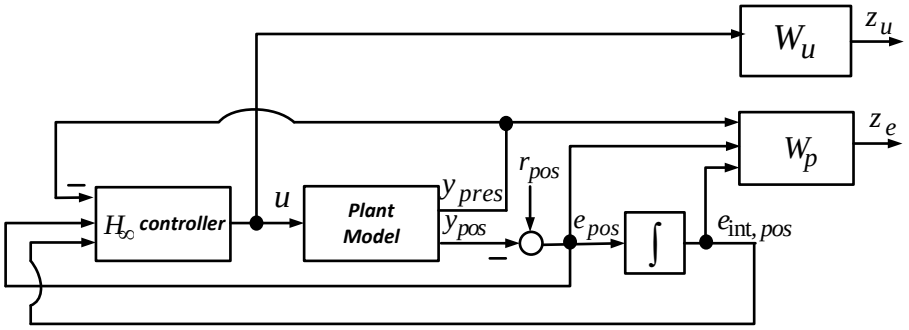
$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + K_v v(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) + v(k) \end{aligned}, \tag{1}$$

където $x(k) = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^T$ е векторът с променливи на състоянието, $u(k)$ е входният сигнал, $y(k) = \begin{bmatrix} y_{pres} & y_{pos} \end{bmatrix}^T$ е изходният сигнал чиито компоненти са разликата в наляганията y_{press} в двете камери на серво цилиндъра и позицията y_{pos} на буталото му. Сигналът $v(k)$ е остатъчната грешка между изходите на модела и експериментално получената извадка данни. Неговата роля е да определи точността на модела и на процедурата за идентификация, като се опитва да я сведе до минимум [5]. Матриците A, B, C, K_v определят линей ните връзки между входните, изходните и променливите на състоянието. Техните оценени стойности от идентификацията [6] са

$$A = \begin{bmatrix} 0.8769 & -0.3987 & 0.3986 \\ 0 & 0 & 1 \\ -0.1666 & -0.5099 & 1.509 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.0043 \\ 0.0011 \\ 0.0021 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
$$K_v = \begin{bmatrix} 0.1112 & -0.06214 \\ -0.09525 & 1.55 \\ -0.2003 & 1.897 \end{bmatrix} \tag{2}$$

3. ПРОЕКТИРАНЕ НА H_∞ РЕГУЛАТОР

Полученият модел от *трети ред* се използва при проектирането на H_∞ регулатор по схема на затворен контур от фиг.2, която съответства на S/KS критерий за минимизация на изходната чувствителност и управляващия сигнал.



Фиг.2. Схема за синтез на H_∞ регулатор

За да се осигури добро следене на зададената позиция (траектория) и, за да се намали грешката в установен режим, към контролера е добавен допълнителен сигнал от обратна връзка, представляващ интеграл от грешката по позиция. Изискванията за ефективност на затворената система са определени с тегловните функции W_p и W_u

$$z_e = W_p e, \quad z_u = W_u u\,, \tag{3}$$

където $e = \left(-y_{press}, e_{pos}, e_{int}\right)^T$, $e_{pos} = r_{pos} - y_{pos}$, $e_{\text{int},pos}$ е получен от интегриране в дискретно време на e_{pos} . Взимайки предвид,че предавателната матрица на изходната чувствителност е

$$S = \left|I + G_{\text{int}} K\right|^{-1}, \tag{4}$$

където $G(s) = e(s)/u(s)$ е предавателната функция между сигналите e и u , тогава е лесно да се изведе, че предавателните матрици между изходите за качество и заданието по позиция са

$$z_e = W_p S r, \quad z_u = W_u K S r, \tag{5}$$

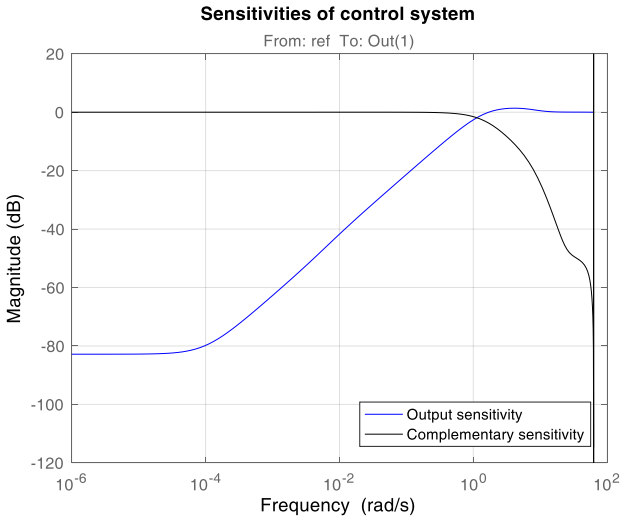
където $r = \left(0, r_{pos}, 0\right)^T$. Следователно задачата за синтез на H_∞ регулатор се свежда до решаване на следната оптимизационна задача K

$$\min_{K_{stibilizing}} \left\| \begin{bmatrix} W_p S \\ W_u K S \end{bmatrix} \right\|_\infty . \tag{6}$$

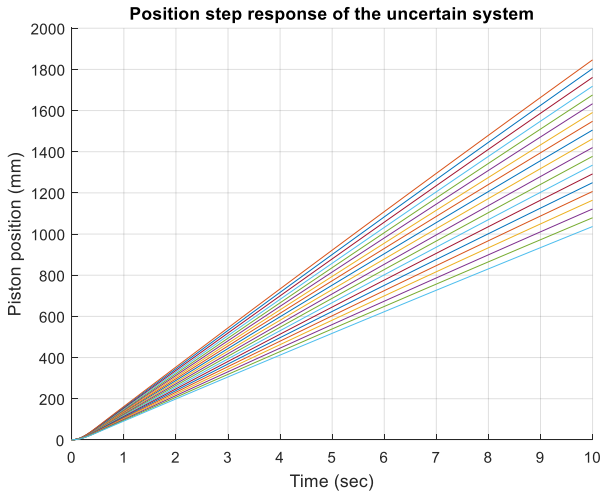
Синтезът на H_∞ регулатор е извършен за няколко различни тегловни функции. Въз основа на проведените симулации на затворената система тегловните филтри могат да бъдат избрани като

$$W_p = \begin{pmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.005 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8\dfrac{0.1s+1}{0.5s+1} \end{pmatrix} \qquad (7)$$

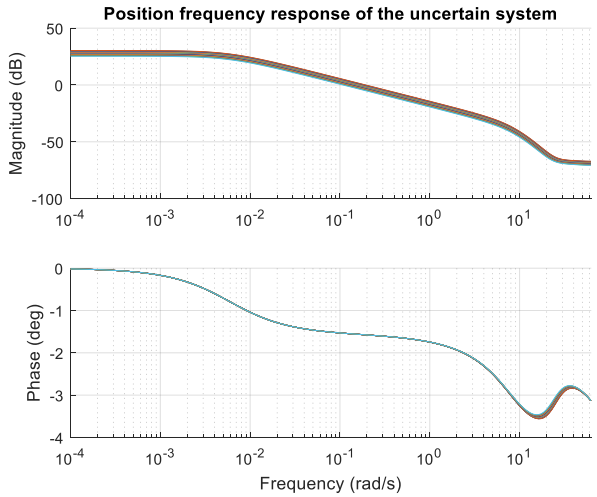
и $W_u = 0.08$. В резултат е получен регулатор от *пети ред*, който гарантира устойчивост на затворената система. Горната граница на H_∞ нормата (6) е 0.6899. На фиг.3 е показана функцията на изходната и допълнителната чувствителност. Също така затворената система потиска много добре нискочестотните смущения. Например смущение с честота 0.01rad/s ще бъде потиснато около 100 пъти.



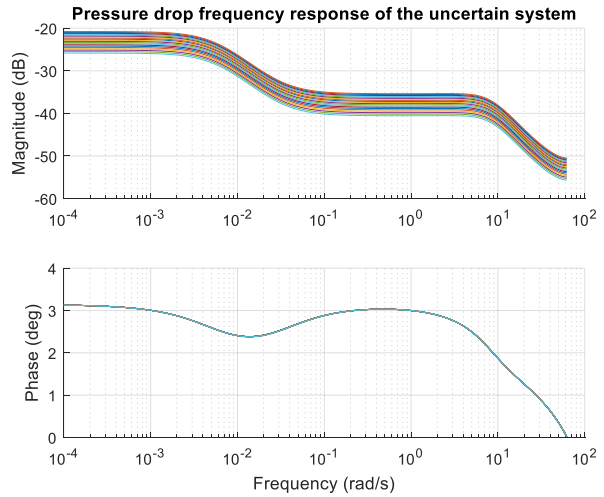
Фиг.3. Изходна и допълнителна чувствителност на затворената система



Фиг.4. Преходни процеси на неопределената отворена система



Фиг.5. ЛАЧХ и ЛФЧХ на отворената неопределена система по позиция



Фиг.6. ЛАЧХ и ЛФЧХ на отворената неопределена система по налягане

4. ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНАТА УСТОЙЧИВОСТ

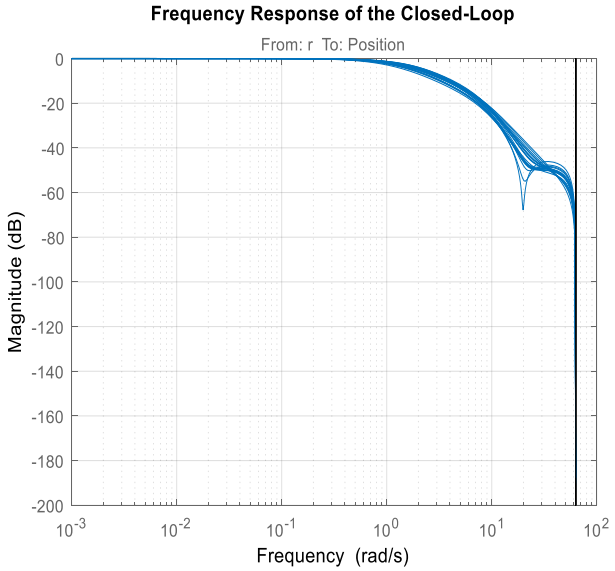
Представлява интерес да се изследва дали затворената система с H_∞ регулатор ще запази своята устойчивост при наличие на отклонения в параметрите в матрицата B, характеризиращи въздействието на управляващия сигнал върху обекта.

Основание за това е наличието на зона на нечувствителност в реакцията на основния плунжер породена от положителното припокриване на управляващите ръбове в пропорционалния разпределител определящ посоката на движение на изпълнителния цилиндър, заложено при неговото проектиране.

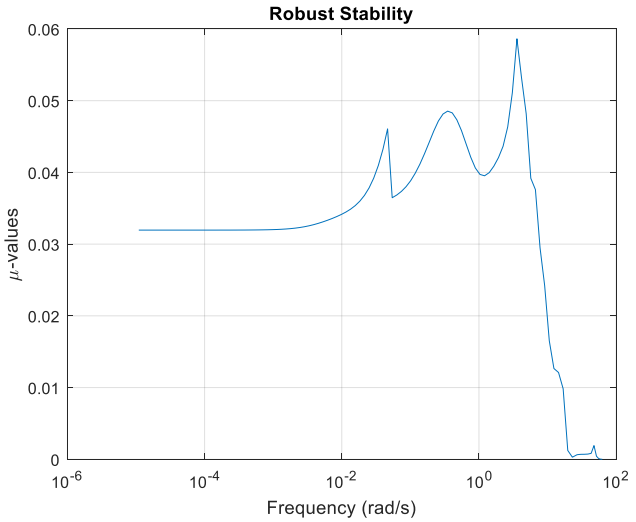
Поради това се приема наличие на 30% неопределеност в параметрите на матрицата B, като

$$\tilde{B} = B + \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} |0.3B|, \tag{8}$$

където $\delta_1, \delta_2 \in [-1,1]$ са нормирани неопределени скаларни променливи, независими една спрямо друга. За дадени конкретни стойности на неопределените елементи се получава една реализация на системата. Затова неопределената система.



Фиг.7. ЛАЧХ на затворената система по задание



Фиг.8. Робастна устойчивост на неопределената затворена система

На фиг.4 са дадени преходните характеристики на неопределената отворена система по позиция на буталото на сервоцилиндъра. Както се вижда, неопределеността се изразява в изменение на статичния коефициент на системата. На фиг.5 са дадени логаритмичните амплитудно-честотни (ЛАЧХ) и съответстващите фазово-честотни характеристики (ЛФЧХ) на отворената система по позиция, а на фиг.6 по разлика в наляганията в двете камери на серво цилиндъра. От тях прави впечатление, че влиянието на въведената неопределеност по канала за налягане е значително по-голямо, отколкото в канала по позиция. На фиг.7 е показана логаритмичната амплитудно-честотна характеристика на затворената система по отношение на задаващия сигнал r. Основното при тези резултати е, че затворената система запазва своите показатели за качество въпреки наличието на параметрични смущения.

За да се изследва влиянието на неопределеността върху характеристиките на зат-

ворената система с H_∞ регулатор се използва описанието на затворената система

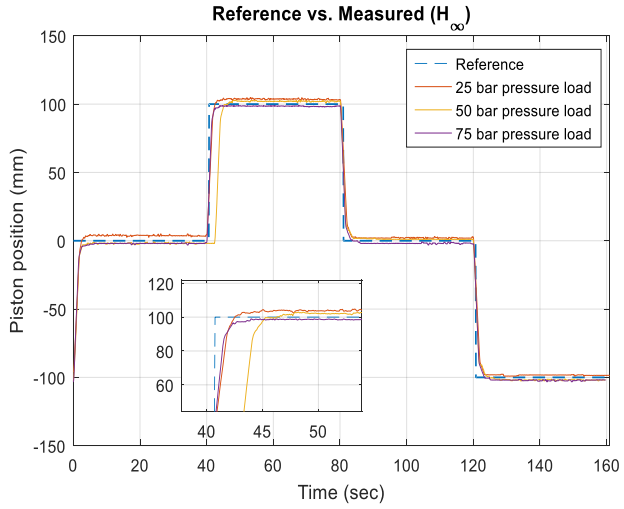
$$\begin{cases} \begin{pmatrix} x(k+1) \\ x_K(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & BC_K \\ -B_K C & A_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(k) \\ x_K(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \mathrm{I} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} u_\Delta \\ y_\Delta = \begin{pmatrix} 0 & 0.3|B|C_K \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(k) \\ x_K(k) \end{pmatrix} \end{cases}, \tag{9}$$

където A_K, B_K, C_K е реализацията на синтезирания H_∞ регулатор в пространство на състоянията, x_K е вътрешното състояние на регулатора: $u_\Delta = \Delta y_\Delta$ и $\Delta = diag(\delta_1, \delta_2)$. Това представяне е известно като $M - \Delta$ структура в теорията на робастното управление и представлява декомпозиция на номинален динамичен модел и матрица с неопределени променливи. Робастната устойчивост на затворената система за целия диапазон от стойности на неопределените елементи (т.е. при $\Delta = diag(\delta_1, \delta_2)$) изисква структурираното сингулярно число на затоврената система с регулатора да е под единица $\mu_\Delta(M) < 1$. От Фиг. 8 може да бъде определена горната граница на структурираното сингулярно число, която е около 0.06. Това потвърждава, че затворената неопределена система запазва своята устойчивост при наличие на параметрични смущения в рамките на 30% в елементите на матрицата B. Получената горна границиа на структурираното сингулярно число е значително по-малка от единица, което означава че отклоненията в изследваните параметри могат и да надхвърлят зададения им диапазон на изменение.

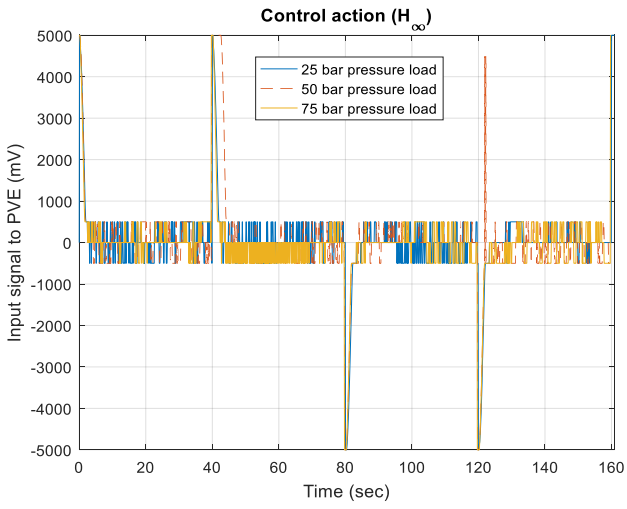
5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Синтезираният H_∞ регулатор е вграден в микроконтролера, като въз основа на Simulink схемата на регулатора е генериран SCL код с помощта на функциите от PLC Coder Toolbox на MATLAB. Полученият код описва функционален блок съответен на подсистемата на регулатора, като входните и изходните сигнали са от целочислени типове, а вътрешните сигнали са дробни числа с плаваща точност. За провеждането на експериментити в контролера е програмиран и задаващия сигнал като фиксирана редица от стойности. Това позволява отделните експерименти да се изпълнят при еднакви начални условия. На Фиг. 9 е показан запис от следенето на стъпаловидното задание със синтезирания регулатор при различно товарно смущение по налягане (25, 50 и 75 bar), а на фиг.10 изменението на управляващия сигнал по време на преходните процеси подаван от контролера към ЕХУМ.

Вижда се, че времето за установяване е около 4-5 секунди, а грешката в установен режим е под 2%. Затворената система запазва своето качество при промяна на товарното налягане в широк диапазон. Чрез промяна на товарното налягане се симулира действието на различни по големина товарни моменти върху задвижващите колела, които са значителни при бавноходните мобилни машини.



Фиг.9. Следене на стъпаловидно задание



Фиг.10. Управляващ сигнал

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е представен проектиран и реализиран алгоритъм за управление на електрохидравлична кормилна система за бавноходни мобилни машини, който осигурява робастна устойчивост и качество.

Алгоритъмът е базиран на H_∞ регулатор. Робастната устойчивост е изследвана с помощта на разработения модел на ЕХКУ с входна мултипликативна неопределеност, който отчита отклоненията на параметрите, характеризиращи начина, по който въздейства управляващия сигнал.

Проведени са редица експерименти с разработения регулатор, които потвърждават качеството на система за управление на ЕХКУ.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Danfoss, ***"OSPE Steering Valve"***, Technical Information, 11068682, November, 2016.

[2] Angelov, Il., Mitov, Al. ***"Test Bench for Experimental Research and Identification of Electrohydraulic Steering Units"***, International Fluid Power Conference, 10thIFK`2016, ISBN 978-3-9816480-1-0, Dresden, Germany, 2016.

[3] Sauer-Danfoss, ***"Plus+1 Controllers MC012-020 and 022"***, Data Sheet, 11077167, Rev DA, 2013.

[4] Mitov, Al., Slavov, Ts., Kralev, J. Angelov, Il., ***"H-infinity Control of an Electrohydraulic Power Steering System"***, 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing – TSP - 2018, IEEE Conference, ISBN: 978-1-5386-4696-0, Athens, Greece, 2018.

[5] Jelali, M., Kroll, A., ***"Hydraulic servo-systems. Modelling, identification and control"***. Springer London, 2004.

[6] Dannöhl, C., Müller, S., Ulbrich, H.. ***"H∞-control of a rack-assisted electric power steering system"***, International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility, Volume 50, Issue 4, Taylor & Francis, 2012.

Автори: Александър Митов, гл. ас. д-р, катедра „Хидроаеродинамика и хидравлични машини", Енергомашиностроителен Факултет, Технически Университет-София, E-mail address: *a_mitov@tu-sofia.bg*; **Йордан Кралев**, гл. ас. д-р, катедра „Системи и Управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *jkralev@tu-sofia.bg*; **Цоньо Славов**, доц. д-р, катедра „Системи и Управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, **Илчо Ангелов**, проф. д-р, катедра „Хидроаеродинамика и хидравлични машини", Енергомашиностроителен Факултет, Технически Университет-София

Постъпила на 17.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Камен Перев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ПРИЛОЖНИ АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА СКОРОСТТА И МОЩНОСТТА НА ВЕТРОГЕНЕРАТОР

Огняна Огнянова, Теофана Пулева, Елена Харалanова

Резюме:*В доклада са представени различни приложни алгоритми за управление на скоростта на ветрогенератор при работа с променлива скорост и управление- ъгъл на атаката на лопатите на ветроколелото. Разгледани са различни класически алгоритми като ПИД регулатор, компенсационни регулатори, модални регулатори. Представен е стохастичен подход за оптимално управление с минимална средноквадратична грешка* (*филтър на Винер*). *Показани са семейство честотни характеристики на оптимални системи и на коригиращи звена. Разгледан е адаптивен алгоритъм за управление с вътрешен модел при променливи статистически характеристики на входния сигнал.*
Ключови думи:*вятърна турбина, управление с променлива скорост, филтър на Винер, компенсационни и модални регулатори.*

APPLIED ALGORITHMS FOR SPEED AND POWER CONTROL OF WIND TURBINE GENERATOR

Ognyana Ognyanova, Teofana Puleva, Elena Haralanova

Abstract*: This paper different applied control algorithms for variable speed - variable pitch wind turbine generator are presented. Different classical control algorithms are considered. They are PID controller, compensator design and direct design with rational transfer functions. A stochastic approach for optimal control based on minimum mean square error* (*Wiener filter*) *is presented. Frequency characteristics of the optimal system and controller by variable wind speed are presented. An adaptive algorithm based on internal model control by variable stochastic characteristics of the input signal is considered.*
Keywords: *wind turbine, variable speed control, Wiener filter, compensator design, direct design with rational transfer functions*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Вятърните генератори (ВтГ) са проектирани да преобразуват енергията от вятъра в електрическа енергия. Главната цел на вятърния генератор е да извлече максимално допустимото количество енергия от първичния енергиен ресурс. При изменение на скоростта на вятъра в широк диапазон и при стратегия на управление „*извличане на максимална енергия от вятъра*“, най-доброто решение е да се използва ветрогенератор (ВтГ), работещ с променлива скорост при посто-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

янно отношение на скоростта на ротора на турбината към скоростта на вятъра $\frac{\omega}{v}=\frac{\lambda_{opt}}{R}$. Това може да бъде постигнато чрез използване на подходящо проектирана система за управление.

На фиг.1 е показана блоковата схема на системата за управление на вятърна турбина. Използваните в нея означения са:

ω/P – задание за скорост или мощност;

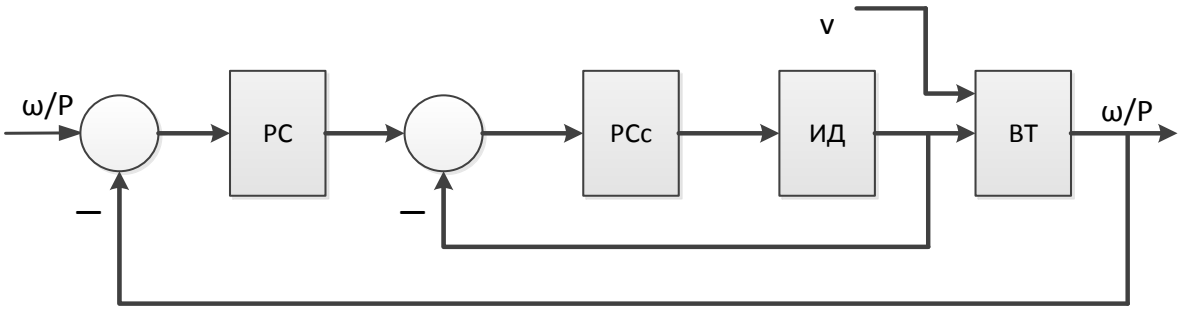
v – скорост на вятъра (входна величина);

РС– главно управляващо устройство (регулатор по скорост или мощност), определящ ъгъла на атаката на лопатите на ветроколелото;

РСс– вторичен регулатор в следящата система за отработване на ъгъла на атаката;

ИД – изпълнителен двигател за отработване на ъгъла на атаката;

ВТ – обект на управление - вятърна турбина.



Фиг.1 Структурна схема на системата за управление на вятърна турбина

В настоящото изследване са разгледани алгоритми за управление на ъгловата скорост на вятърна турбина при регулируем ъгъл на атаката по стратегия „*извличане на максимална мощност от вятъра*“. Това са непрекъснати и дискретни класически PID регулатори, модални регулатори и компенсационни регулатори. Отчитането на стохастичния характер на вятъра (полезния сигнал) е основание за прилагане на теорията на Винер за оптимална филтрация и прогнозиране[15].

2. ДЕТЕРМИНИРАНИ МЕТОДИ ЗА СИНТЕЗ. СИНТЕЗ НА КЛАСИЧЕСКИ ПИД РЕГУЛАТОР

ПИД-регулаторът, най-разпространеният и най-широко използван в практиката алгоритъм за управление, може да намери място и в системата за управление на скоростта на ветрогенератор. Неговата универсалност го е наложила трайно в практиката на САУ. Налични са много методи за т.н. настройка на ПИД регулатори, базирани преди всичко на типови апроксимационни модели на управляемия обект. Ветрогенераторът, като обект със силно нестационарен и нелинеен модел, прави задачата за синтез нетривиална. Апроксимация на модела на обекта от първи ред с чисто закъснение е доста неточна и прилагането на класически процедури за настройка на параметрите не е съвсем убедителна. В [2,4,9,13] са предложени модели на ветрогенератори от по-висок ред.

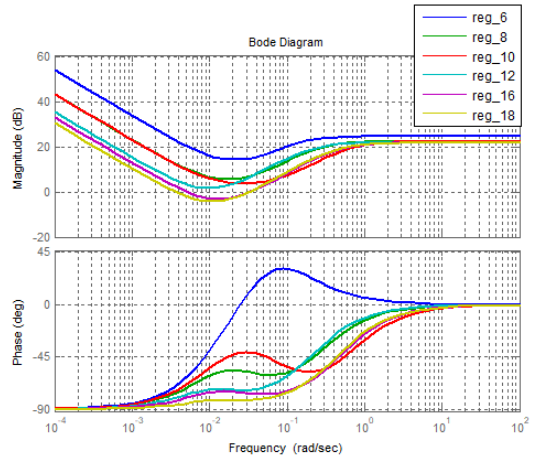
При неминимално-фазов модел на обекта от втори ред от вида [4]:

$$W(s)=\frac{k_m\left(-Ts+1\right)}{a_0s^2+a_1s+1} \tag{1}$$

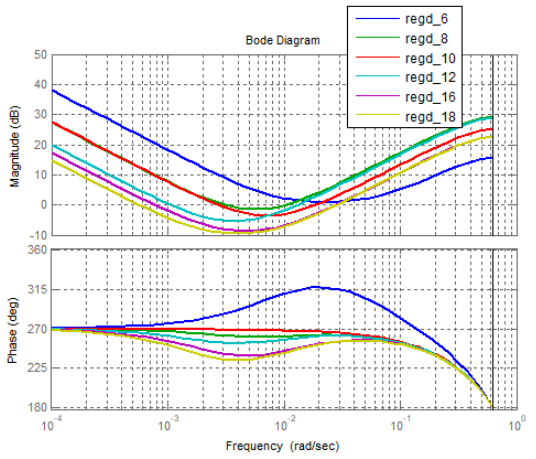
който може да има и колебателни свойства, стандартните параметри на регулатора k_p, k_i, k_d могат да се определят аналитично от следните матрични съотношения:

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -k & -h_3Tk \\ -k & -Tk & -h_2Tk \\ -Tk & 0 & -h_1Tk-k \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -h_3a_0 \\ 1-h_2a_0 \\ ka_1-h_1a_0 \end{bmatrix}, \tag{2}$$

където h_i, $i=1,2,3$ са коефициенти от $H(s)$-желан характеристичен полином на затворената система. При желан апериодичен преходен процес с време на регулиране $t_p \le 100\ s$ са получени подходящи настройки на параметрите. По аналогичен път могат да бъдат получени и параметрите на дискретния вариант на регулатора. На фиг.2 са показани честотните характеристики на ПИД-регулатори за различна средна скорост на вятъра.



2а) ЛАЧХ и ЛФЧХ на непрекъснат ПИД



2б) ЛАЧХ и ЛФЧХ на дискретен ПИД

Фиг.2 Честотни характеристики при различна средна скорост на вятъра

Вижда се, че при различните скорости на вятъра, в ниско-честотната част амплитудните характеристика се различават с около 20 децибела, а спрягащите честоти в диапазона на една декада.

3. СТОХАСТИЧНИ МЕТОДИ ЗА СИНТЕЗ

Стохастичният характер на скоростта на вятъра определя и променливия характер на отдаваната мощност от ВтГ към електроенергийната система (ЕЕС). Стохастичният характер на вятъра (полезният сигнал) и на натоварването на турбината е основание за приложение на теорията на Винер[15] за оптимална филтрация и прогнозиране при синтеза на управление на вятърна турбина. Точността на системата [3,8] при синтез на филтър на Винер се оценява чрез т.н. обобщена грешка D_ε, която най-често се изчислява по известната формула:

$$D_\varepsilon = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_\varepsilon(\omega)d\omega, \tag{3}$$

където: $S_\varepsilon(\omega)$ е спектралната плътност на сигнала на обобщената грешка на системата. При зададени спектрални характеристики $S_s(\omega)$ на входния полезен сигнал - $s(t)$ и $S_n(\omega)$ на адитивния шум на входа- $n(t)$, статистически независими, предавателни функции на еталонното преобразование на полезния сигнал - $W_0(s)$ и на реалната система - $W(s)$, изразът за D_ε е:

$$D_\varepsilon = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |W_o(j\omega) - W(j\omega)|^2 S_s(\omega)d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |W_n(j\omega)|^2 S_n(\omega)d\omega \tag{4}$$

Минимизирането на D_ε по отношение на $W(s)$ определя оптималната система за тези входни сигнали и това еталонно преобразуване. Ако при минимизацията се отчетат и редица ограничения, наложени от обекта (функционални и амплитудни) и условието за физическа реализация на оптималната система, изразът за оптималната система добива вида [8]:

$$W(j\omega) = \frac{W_0(j\omega)B(j\omega)}{\varphi(j\omega)B(-j\omega)}R_+ \tag{5}$$

където изразите:

$$\varphi(j\omega)\varphi(-j\omega) = (S_s + S_n)\left(1 + \frac{\lambda}{|W_{ob}|^2}\right)$$

$$R_+ = \left[\frac{W_0 B(-j\omega)S_s}{B(j\omega)\varphi(-j\omega)}\right]_+ \tag{6}$$

се получават след операциите *факторизация* и *сепарация*. Тук $W_{ob}(s)$ е предавателната функция на обекта, $B(s)$ е неминимално-фазовата част на модела на обекта, λ-коефициент на Лагранж, който се определя от условията за амплитудни ограничения.

Скоростта на вятъра е полезният входен сигнал в системата ветрогенератор, зададен със спектрална плътност от вида [1,9]:

$$S_s(\omega) = \frac{V_m^2}{\omega^2} + \frac{0.475\sigma^2 \dfrac{L}{V_m}}{\left[1 + \left(\dfrac{\omega L}{V_m}\right)^2\right]^{5/6}}, \tag{7}$$

Където σ^2 е интензивност на турболентността; L -дължина на скалата на турболентността; V_m - средна скорост на вятъра.

Втората компонента в израза (7) отчита турболентната съставка в спектралната плътност на скоростта на вятъра. Тя обаче е неприложима директно към форму-

лите за оптимален синтез поради дробния степенен показател. С достатъчна точност тя може да бъде апроксимирана с дробно-рационална функция от вида [1,9]:

$$S_v(\omega)=\frac{k_v{}^2\left(T_{1v}^2\omega^2+1\right)}{\left(T_{2v}^2\omega^2+1\right)\left(T_{3v}^2\omega^2+1\right)}=S_s(\omega) \tag{8}$$

като параметрите k_v, T_{1v}, T_{2v} са определени чрез минимизация на квадратичната грешката между спектралните плътности зададени с изразите (7) и (8). В табл.1 са дадени стойностите на тези параметри при за различни средни скорости на вятъра и $T_{3v}=3s$

Таблица 1.

Средна скорост- ms^{-1}	$V_m=8$	$V_m=10$	$V_m=12$	$V_m=18$
$k_v\left[ms^{-1}\right]$	2.62	2.33	2.13	1.74
$T_{1v}[s]$	5.65	4.52	3.13	2.51
$T_{2v}[s]$	21.1	16.85	14.04	9.36

Получената оптималната система при желано еталонно преобразование $W_0=1$, изчислена за различните скорости на вятъра и отчитаща зададените функционални ограничения от обекта (неминимална фаза) и амплитудни ограничения за управляващия сигнал- дисперсия на ъгъла на атаката от съотношението:

$$D_u=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{W(\lambda)}{W_{ob}}\right|^2\left(S_s+S_n\right)d\omega\le d \tag{9}$$

има вида:

$$W(s)=\frac{-b_0s^3-b_1s^2+b_2s+b_3}{s^7+a_1s^6+a_2s^5+a_3s^4+a_4s^3+a_5s^2+a_6s+a_7} \tag{10}$$

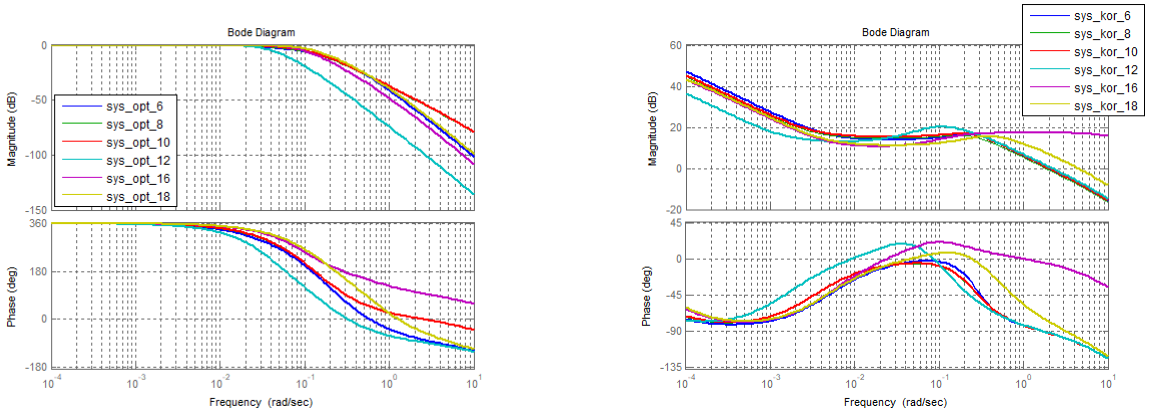
Предавателните функции (11), съответно за скорост $V_m=8ms^{-1}$, $V_m=10ms^{-1}$ и $V_m=18ms^{-1}$ са:

$$\begin{aligned}
W(s)&=\frac{-12.81s^3-1.42s^2+0.306s+0.024}{s^7+86.13\,s^6+1064s^5+659s^4+163s^3+19.8s^2+1.14s+0.024},\\
W(s)&=\frac{-14.29s^3-2.39s^2+0.383s+0.0374}{s^7+86.2s^6+1069s^5+718s^4+192s^3+25.1s^2+1.583s+0.0375},\\
W(s)&=\frac{-0.193s^3+0.023s^2+0.057s+0.0072}{s^7+16.35s^6+33.03s^5+26.4s^4+10.09s^3+1.943s^2+0.188s+0.0072}.
\end{aligned} \tag{11}$$

За сравнение на фиг.4.а са показани семейство честотни характеристики на оптималните системи при скорост на вятъра от $V_m=8ms^{-1}\div 18ms^{-1}$, а на фиг.4.б - съответните честотни характеристики на коригиращите звена (регулаторите), изчислени при неминимално-фазов модел на обекта от формулата:

$$W_p(s)=\frac{W(s)}{W_{ob}(s)\left(1-W(s)\right)} \qquad (12)$$

В нискочестотната част коригиращите звена имат свойства близки до тези на ПИД-регулатора. Коефициентът им на усилване се променя в рамките на 20dB в зависимост от скоростта на вятъра.



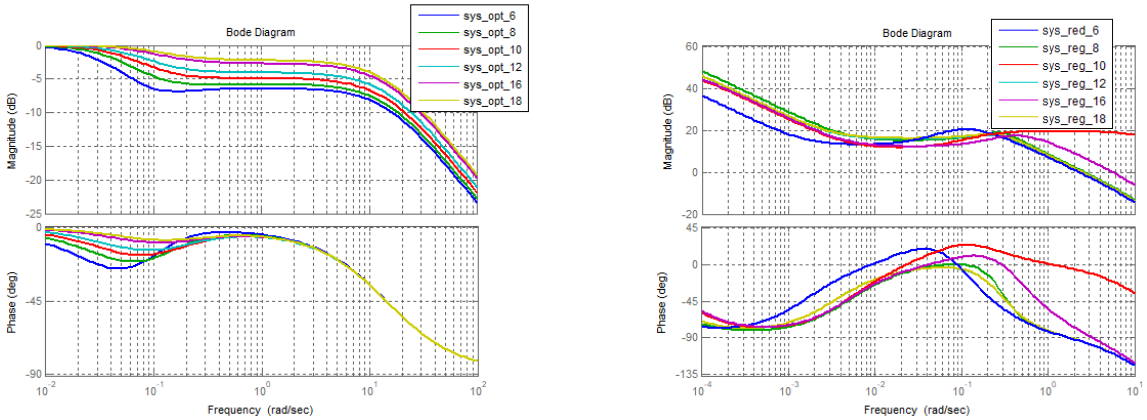
3а) на оптимални системи **3б)** на коригиращи звена

Фиг.3 Честотни характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ)

С филтър на Винер може да се екстраполира (предскаже) полезният сигнал за времеви интервал τ, ако при синтеза се зададе предавателна функция на еталонното преобразуване $W_0(s)=e^{\tau s}$ и се използват изразите (5) и (6) [6,8].

Получени са семейство предавателни функции от вида (10) при зададено време за екстраполация $\tau=15s$ и са построени ЛАЧХ и ЛФЧХ на оптималната екстраполираща система (фиг.4.а) и на съответните коригиращи звена (фиг.4.б).

Честотните характеристики от фиг.3.а и фиг.4.а се различават в средно-честотния диапазон. ЛАЧХ на екстраполиращата система запазва нулевия си наклон в по-широк честотен диапазон, а фазовата характеристика е близка до нула.



4а) на оптимални екстраполиращи системи **4б)** на коригиращи звена

Фиг.4 Честотни характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ)

Получените коригиращи звена, изчислени чрез (12) са от компенсационен тип и в процедурата за синтез задължително трябва да се отчетат функционалните ограничения, определени от модела на обекта.

Регулаторът може да се изчисли и по процедурата за синтез на модален регулатор [5,7] с отчитане на функционалните особености на обекта, при зададена еталонна предавателна функция на затворената система (оптималната система), което представлява друго решение на задачата. Управляващият сигнал *u* се формира с помощта на следната полиномиална зависимост:

$$R(s)u(s)=T(s)r(s)-S(s)y(s), \tag{13}$$

където *R, T* и *S* са полиноми на s от съответните физически допустими степени, а *r* и *y* са съответно заданието и изходът на системата.
За определяне на полиномите *R, T* и *S* се решава Диофантово уравнение от вида:

$$\left(A_{ob}R+B_{ob}S\right)y(s)=BTr(s), \tag{14}$$

където A_{ob} и B_{ob} са съответно полиномите в знаменателя и числителя на предавателната функция на обекта, а отношението $y(s)/r(s)$ е желана (оптималната) предавателна функция $W(s)=B(s)/A(s)$, получена от оптималния синтез (филтър на Винер).

Тук може да се използва оптимална система без функционалните ограничения, защото те се отчитат в процедурата на избора на полиномите *R, T* и *S*.

При наличието на неминимално-фазова част в обекта, т.е. неминимално-фазовата част $E(s)$ е аналитична в лявата полуравнина s, числителят на предавателната функция на обекта се представя като произведение от две компоненти $B_{ob}(s)=B^{+}(s)E(s)$, като неминимално-фазовата част се отделя в израза $E(s)$.Уравнението за изчисляване на полиномите в (14) приема вида:

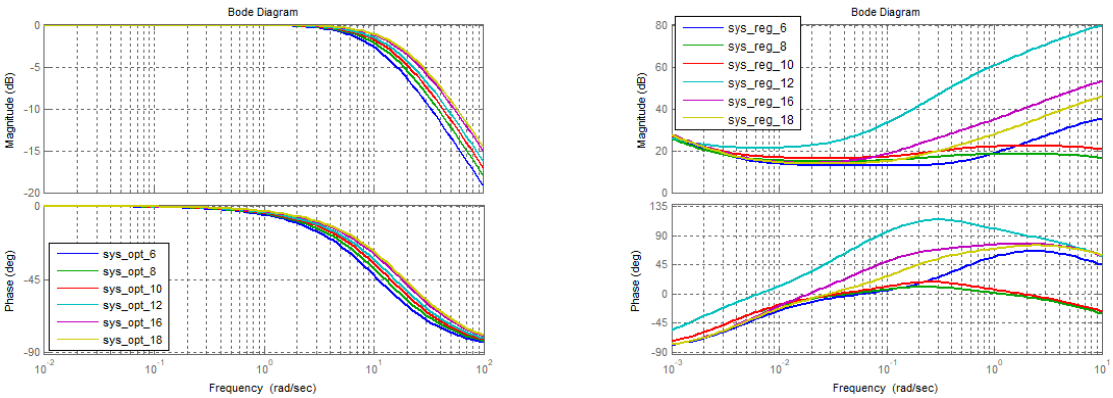
$$\begin{aligned}&\left(A_{ob}R+ES\right)=B_{ob}A_0A\\&T=BA_0\end{aligned} \tag{15}$$

където A_0 е характеристичният полином на допълнителен филтър.

На фиг.5.а са показани честотните характеристики на оптималната система с ограничения на дисперсията на управляващия сигнал $D_U \le 0.1$, а на фиг.5.б - еквивалентните честотни характеристики на модалния регулатор.

В табл.2 са дадени изразите за полиномите *R, T* и *S* за няколко стойности на скоростта на вятъра [7].

Вижда се, че регулаторът запазва интегриращите си свойства, но има и по-ясно изразена диференциална изява при високите честоти.



5а)на оптимални системи **5б)** на модален регулатор

Фиг.5 Честотни характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ)

Таблица 2.

	$V_m = 8\ ms^{-1}$	$V_m = 10\ ms^{-1}$	$V_m = 18\ ms^{-1}$
$R(s)$	$s^2 - 56.8s + 8.23$	$s^2 - 58.4s + 8.44$	$s^2 + 18.8s + 2.14$
$S(s)\times 10^3$	$-8.4s^2 - 1.58s - 0.005$	$-8.17s^2 - 1.54s - 0.005$	$1.52s^2 + 0.54s - 0.045$
$T(s)$	$1.67s^2 + 0.5s + 1.167$	$2.6s^2 + 0.78s + 0.26$	$317s^2 + 95s + 31.8$

4. СИСТЕМА ЗА АДАПТАЦИЯ КЪМ ВХОДНИЯ СИГНАЛ

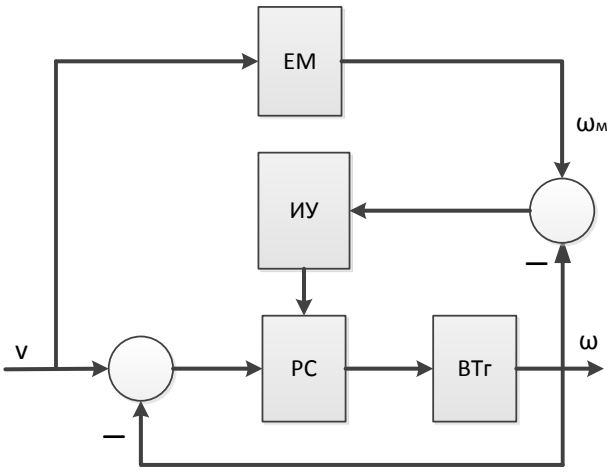
Системата за управление на скоростта и мощността на вятърна турбина е силно зависима от характеристиките на входния сигнал- скоростта на вятъра.

Получените оптимални системи в раздел 3 за различните скорости на вятъра имат различни динамични характеристики и за запазване на точността на системата е необходима процедура за избор на съответния регулатор за конкретната скорост на вятъра. Това може да се реализира с подходи като многомоделно управление или самонастройващи се регулатори, при които се избират различни структури на управлението (регулатора).

Ако входният сигнал (скорост на вятъра *v*) променя характеристиките си във времето, това води до съответно изменение на изходния сигнал на системата $\omega(t)$ който няма да отговаря на оптималния режим за минимална средноквадратична грешка D_ε.

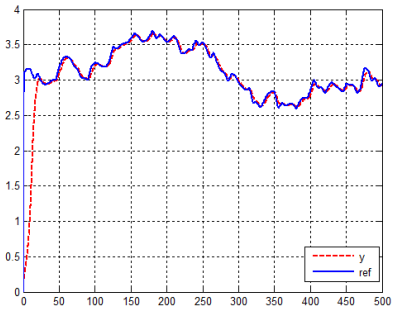
Блокът ЕМ в схемата на фиг.6 представя еталонния модел на затворената система (оптималната система) за съответната скорост и той задава вида на желания изходен сигнал на системата [14].

От сравнението с реалния изход на системата се получава грешка, която след подходящо преобразуване в блока ИУ се подава като допълнителен управляващ сигнал към входа на обекта, което при гарантирана устойчивост на системата ще доведе до изравняване на изходния сигнал на системата с еталонния.

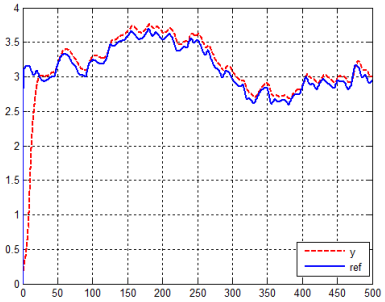


Фиг.6. Схема на адаптивна система с еталонен модел (ЕМ)

Предимството на тази адаптивна схема е, че не се променя основната структурна схема на системата, а в системата се генерира допълнителен коригиращ (управляващ) сигнал.



а) на оптималната система



б) за адаптивната система

Фиг.7. Скорост на ротора при средна скорост на вятъра $V_m = 18 ms^{-1}$

На фиг.7 са показани симулационни резултати за поведението на системата при вятър със скорост $V_m = 18 ms^{-1}$. На фиг.7.а е показано заданието и изходът на системата при точна настройка на регулатора за зададената скорост $V_m = 18 ms^{-1}$, а на фиг.7.б - процесите в адаптивната система с регулатор за $V_m = 10 ms^{-1}$ и еталонна система за $V_m = 18 ms^{-1}$. Качеството на процесите в адаптивната система отговаря на тези в еталонната система.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящото изложение е представена задачата за управление на скоростта на ротора на вятърната турбина посредством изменение на ъгъла на атаката на лопатите на ветроколелото. Разгледани са различни алгоритми за управление, като се отчитат променливите свойства на входния сигнал (скоростта на вятъра) и ограниченията от обекта за управление. Използването на алгоритъма за синтез на филтър на Винер позволява разширяване на кръга на решаваните задачи - екстраполация на полезния сигнал, синтез на модален регулатор, схема за адаптация към характеристиките на входния сигнал, едно подходящо решение при проектиране на системата за управление на процесите във ветрогенератор.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Hoven, V., Power Spectrum of Horizontal Wind Speed in Frequency Range, Journal of Meteorology, Vol.14, pp 160-164, 1957.

[2] Lubosny, Z., Wind Turbine Operation in Electric Power Systems, Springer, 2003.

[3] Колос М., И. Колос. Методы линейной оптимальной фильтрации, Издательство Московского Университета, 2000.

[4] Огнянова, О., Е. Хараланова, Т. Пулева, Моделиране на система за преобразуване на вятърната енергия, Международна конференция АИ'09, 29.09-4.10. 2009, София, Сборник доклади стр. VI-1-VI-4

[5] Острем К., Б.Витенмарк, Системы управления с ЭВМ, Москва, Мир, 1987.

[6] Огнянова О., Е. Хараланова, Предсказващо управление на скоростта и мощността на ветрогенератор с филтър на Винер, Международна конференция АИ'09, 29.09-4.10. 2009, София

[7] Lund M., Pole placement design, Toolbox for MATLAB.

[8] Хараланова, Е., Т. Пулева. Теория на управлението-IIчаст, изд. ТУ –София, 2019.

[9] Bianchi, F., De Battista H., Mantz R., Wind Turbine Control System, Springer 2003, Berlin.

[10] Horowitz, B. LIà and J. W. Mc Cormick. Wiener filter-based Minimum Variance Self-tuning Regulation, Automatica, Vol. 34, No. 5, pp. 531-545, 1998.

[11] Connor, C., W. Leithead. Control strategies for variable speed stall regulated wind turbines, Proc. of European Wind Energy Conference, 1994.

[12] Leithead, W.E., B. Connor. Control of variable speed wind turbines: Dynamic Models, Int. Journal of Control, Vol.73, №13, pp.1173-1188, 2000.

[13] Славов, Ц., Т. Пулева. Линейно квадратично управление на мощността на ветрогенератор, Международна конференция Автоматика'17, Годишник на ТУ-София, том 67, кн. 2, стр.223-232, 2017.

[14] Велев К.. Адаптивни системи, София, 1994.

[15] Винер Н. Аз съм математик, Народна младеж, София, 1969 (превод от английски).

Автори: Огняна Огнянова, докторант, маг. инж., катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София; **Теофана Пулева**, доц. д-р, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*.; **Елена Хараланова**, доц. д-р, катедра „Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *elhar@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 22.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Цоньо Славов

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ДВА МЕТОДА ЗА ОРТОГОНАЛНА ПОЛИНОМНА АПРОКСИМАЦИЯ НА СИСТЕМНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Камен Перев

Резюме: *Докладът разглежда задачата за ортогонална полиномна апроксимация на импулсните характеристики на линейни стационарни системи. Представени са два метода за изчисляване на векторните коефициенти на Фурие при ортогоналната апроксимация в ред на Лежандър. Първият метод се базира на изчисляване на векторните коефициенти на Фурие чрез използване на процедурата за числено интегриране по метода на Симпсън. Вторият метод използва някои свойства на ортогоналните полиноми. Като следствие на формулата на Кристофъл-Дарбу, се извеждат съотношения за определяне на производните и интегралите на членове на множеството от ортогонални полиноми. На основата на тези съотношения, задачата за изчисляване на векторните коефициенти на Фурие се свежда до решаване на голяма система от линейни алгебрични уравнения. Представен е числен пример, който демонстрира изпълнението на получените алгоритми.*
***Ключови думи*:** *матрична импулсна функция, апроксимация на импулсна характеристика по състояние, ортогонален ред на Лежандър*

TWO METHODS FOR ORTHOGONAL POLYNOMIAL APPROXIMATION OF SYSTEM CHARACTERISTICS

Kamen Perev

Abstract: *The paper considers the problem of the orthogonal polynomial approximation of certain system characteristics. Two methods for computing the vector Fourier coefficients in the Legendre orthogonal approximation of the state impulse response are presented. The first method is based on the computation of the fourier coefficients by using the numerical integration formula of Simpson. The second method uses some corollaries of the Christoffel-Darboux formula for computing the integrals and derivatives of members of the orthogonal polynomials family. Based on this formulas, the problem of computing the Fourier vector coefficients in the Legendre orthogonal polynomials approximation is transformed into a problem of solving a system of linear algebraic equations. A numerical example, demonstrating the implementation of the algorithms, is also presented for both methods in calculating the Fourier series vector coefficients.*
***Keywords*:** *state impulse response, orthogonal series approximation of system characteristics, Legendre orthogonal polynomials*

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Ортогоналните полиноми играят важна роля при апроксимация на динамични системи. Тяхното приложение се определя от теоремата на Вайерщрас, която показва, че множеството на всички полиноми с реални коефициенти е гъсто в реалното пространство на непрекъснатите функции. Това означава, че всяка непрекъсната функция може да се апроксимира достатъчно точно чрез полином от произволен ред. В допълнение на това свойство на полиномите, ортогоналните полиноми се подчиняват на условието на ортогоналност в хилбертови векторни пространства. Свойството ортогоналност при наличие на зададена тегловна функция, повишава числената ефективност на методите на апроксимация използващи ортогонални полиноми. Един от фундаменталните резултати на функционалния анализ е наличието на изоморфизъм между хилбертовите векторни пространства на квадратично интегруемите непрекъснати функции и дискретното пространство генерирано от векторните коефициенти на Фурие при ортогоналната полиномна апроксимация на тези функции. Този резултат намира приложение при намаляване на изчислителната сложност на разглежданите задачи за полиномна апроксимация. Някои от най-популярните пълни множества от ортогонални полиноми са полиномите на Лагер, Чебишев, Ермит и Лежандър. Широкото разпространение на ортогоналните полиноми на Лагер се дължи на тяхното приложение както във времевата, така и в честотната област. Във времевата област, полиномите на Лагер формират пълно множество от ортогонални полиноми в хилбертовото пространство $L_2[0,\infty)$ с експоненциална тегловна функция. В честотната област, полиномите на Лагер се представят чрез нискочестотни филтри, състоящи се от нискочестотен фактор и фактор с равномерно усилване. В [4] е показана връзката между апроксимация чрез ортогонални полиноми на Лагер и класическия подход на приравняване на моментите. В [13] е показан адаптивен много-моделен подход за управление на стохастични системи. Полиномите на Лагер са използвани в процедура за идентификация на предавателната функция. Задачата за апроксимация е представена в честотната област, което е свързано с формулирането на модела за управление. В [3] е показано използването на ортогоналните полиноми на Лагер във времевата област, за апроксимиране на импулсните характеристики на системи за управление. Характерна черта на апроксимацията в ред на Лагер е безкрайният времеви интервал, върху който полиномите на Лагер са дефинирани. Аналогично на полиномите на Лагер, върху безкраен интервал от време са дефинирани полиномите на Ермит. Ортогоналните полиноми на Ермит са дефинирани върху векторното пространство $L_2(-\infty,\infty)$ и намират приложение при апроксимация на плътности на разпределение в стохастични задачи. Ортогонални полиноми, които са дефинирани на краен интервал от време са полиномите на Чебишев и Лежандър. Преимущество при използването на ортогонални полиноми на Чебишев е възможността за решаване на задачата за апроксимация в две различни геометрични мерки. От една страна стои тяхната ортогоналност с определена експоненциална тегловна функция върху хилбертовото векторно пространство $L_2[-1,1]$, като най-доброто приближение се получава чрез оптимизация в средно-квадратичен смисъл. От друга страна, полиномите

на Чебишев се използват за решаване на задачата за апроксимация при използване на равномерната норма върху реалното векторно пространство на непрекъснатите функции $C[-1,1]$. Полиноми на Чебишев са използвани за получаване на решения на интегрални уравнения на Волтера-Фредхолм [7], за решаване на задачата за оптимално управление [8] и други. Полиномите на Лежандър се получават чрез прилагане на процедурата на Грам-Шмидт върху стандартното множество от базисни функции при генериране на непрекъснати полиноми, които притежават това преимущество, че ортогонализацията се постига без използване на специална тегловна функция. Използването на полиноми на Лежандър за целите на анализа и идентификация на линейни системи е представено в [9]. Показано е, че полиномите на Лежандър притежават добра скорост на сходимост и могат да се използват за получаване на приближено решение при различни задачи на управлението. Ефективен числен метод за решаване на задачата на оптималното управление чрез апроксимация на системната динамика и критерия на качество в ортогонален ред на Лежандър е представен в [5]. Показано е, че чрез използване на ортогонална полиномна апроксимация се избягва численото интегриране в критерия на качество. В [10] и [11] е показано използването на ортогонална полиномна апроксимация в ред на Лежандър за изчисляване на системните грамиани. Получената апроксимация е използвана за целите на редукция на реда на модела.

В тази статия са разгледани два метода за изчисляване на ортогонална апроксимация на системни характеристики чрез полиноми на Лежандър. Първият метод е стандартният, където импулсните характеристики по състояние на системата и нейната дуална са получени чрез числено интегриране на съответните уравнения на състоянието. Векторните коефициенти на Фурие се определят чрез изчисляване на скаларното произведение по метода на Симпсън. Вторият метод за ортогонална апроксимация се базира на някои свойства на ортогоналните полиноми и следва изложението в [6] и [14]. В основата на този метод стоят формулата на Кристофъл-Дарбу, чието следствие се отнася за връзките, които съществуват при диференциране и интегриране на ортогонални полиноми от различен ред. На базата на тези съотношения се получават равенства, които се прилагат върху решението на уравнение на състоянието при импулсен входен сигнал. В резултат се получава система от линейни алгебрични уравнения по отношение на векторните коефициенти на Фурие при ортогоналната полиномна апроксимация на импулсните характеристики по състояние на системата и нейната дуална. Приложението на двата метода се сравнява при разгледания числен пример.

2. ОРТОГОНАЛНА ПОЛИНОМНА АПРОКСИМАЦИЯ В РЕД НА ЛЕЖАНДЪР

Полиномите на Лежандър образуват пълно ортогонално множество в хилбертовото пространство $L_2[-1,1]$. Полиномите са получени чрез прилагането на процедурата на Грам-Шмидт за ортогонализация върху линейно-независимите функции $1, t, t^2, \cdots$, като условието за ортогоналност се формира чрез използване на единична тегловна функция. Този факт дава възможност за получаване на ефективна рекурентна зависимост между отделните членове на ортогонал-

ното множество. Полиномът на Лежандър от $n-$ти ред се получава чрез формулата на Родригес както следва [2]:

$$P_n(t) = \frac{1}{2^n n!}\frac{d^n}{dt^n}(t^2-1)^n, \qquad n = 1,2,\cdots \tag{1}$$

Полиномите на Лежандър също така удовлетворяват следното рекурентно съотношение:

$$P_{n+1}(t) = \frac{2n+1}{n+1}tP_n(t) - \frac{n}{n+1}P_{n-1}(t),\ P_0(t) = 1,\ \ P_1(t) = t,\ n = 1,2,\cdots \tag{2}$$

Те могат да бъдат нормализирани чрез израза $\tilde{P}_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}P_n(t)$. Първите няколко член на ортогоналното множество от полиноми на Лежандър се получават както следва:

$$P_0(t) = 1, \qquad P_1(t) = t, \qquad P_2(t) = \frac{3}{2}\left(t^2 - \frac{1}{3}\right), \qquad P_3(t) = \frac{5}{2}\left(t^3 - \frac{3}{5}t\right),$$
$$P_4(t) = \frac{35}{8}\left(t^4 - \frac{6}{7}t^2 + \frac{3}{35}\right), \qquad P_5(t) = \frac{63}{8}\left(t^5 - \frac{10}{9}t^3 + \frac{5}{21}t\right)$$

В граничните точки, полиномите на Лежандър приемат стойностите $P_n(1) = 1$ и $P_n(-1) = (-1)^n$ [2]. Ако дефиниционният интервал на разглежданата функция е различен от интервала $[-1,1]$, тогава полиномите на Лежандър се мащабират и се определят тъй наречените отместени функции на Лежандър. Така например, отместените функции на Лежандър върху интервала $[0,T]$ се определят във вида: $\varphi_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}P_n\left(\frac{2}{T}t - 1\right)$, $t \in [0,T]$. Така, всяка квадратично-интегруема на интервала $[0,T]$ функция може да се апроксимира в ред на Лежандър както следва:

$$f(t) \approx \sum_{n=0}^{N} f_n\,\varphi_n(t), \tag{3}$$

където коефициентите на Фурие f_n, $n = 0,1,\cdots,N$ се изчисляват чрез израза:

$$f_n = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}\int_0^T f(t)\,P_n\left(\frac{2}{T}t - 1\right)dt \tag{4}$$

Грешката от апроксимация се определя чрез следното съотношение [12]:

$$\varepsilon_N = \left[\int_0^T f^2(t)\,dt - \sum_{n=0}^{N} f_n^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{5}$$

Ортогоналните полиноми притежават редица важни свойства. Такива свойства например се изразяват чрез формулата на Кристофъл-Дарбу [6], следствие на която е свързано с диференциране и интегриране на елементите на ортогоналното множество. Ако чрез $g_i(t)$ означим $i-$тия елемент на зададено ортогонално множество, тогава е в сила съотношението [6]:

$$g_i(t) = \alpha_i\dot{g}_{i+1}(t) + \beta_i\dot{g}_i(t) + \gamma_i\dot{g}_{i-1}(t), \quad i = 1,2,\cdots \tag{6}$$

където α_i, β_i, γ_i са постоянни коефициенти в израза (6). Аналогични съотношения са изведени и при интегриране на членове от ортогонални полиномни множества. Следната интегрална рекурентна формула е представена в [6]:

$$\int_0^t g_i(\tau)d\tau = a_i g_{i+1}(t) + b_i\,g_i(t) + c_i g_{i-1}(t) + d_i, \tag{7}$$

където a_i, b_i, c_i и d_i са постоянни коефициенти. Формули (6) и (7) могат да бъдат използвани заедно с уравненията на състоянието и изхода за ортогонална апроксимация на системните характеристики. В [6] е показано, че векторните коефициенти на Фурие в ортогоналното развитие могат да бъдат определени чрез съот-

ношения от вида:
$\sum_{i=0}^{N-1} h_i\, g_i(t) - A\sum_{i=0}^{N-1} h_i(a_i g_{i+1}(t) + b_i g_i(t) + c_i g_{i-1}(t) + d_i) = B + x_0$, (8)
при което се получават следните уравнения за определяне на векторните коефициенти на Фурие [6]:

$$h_0 g_0(t) - Ah_0 b_0 g_0(t) - Ah_1 c_1 g_0(t) - A\sum_{i=0}^{N-1} h_i\, d_i = B + x_0, \qquad (9)$$

$$(I - b_i A)h_i - a_{i-1}Ah_{i-1} - c_{i+1}Ah_{i+1} = 0, \qquad i = 1,2,\cdots,N-2 \qquad (10)$$

където h_i, $i = 0,1,2,\cdots,N-1$ са векторните коефициенти на Фурие в ортогоналното полиномно развитие в ред на импулсната системна характеристика по състояние, а A и B са системните матрици в уравнението на състоянието.

3. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВЕКТОРНИТЕ КОЕФИЦИЕНТИ НА ФУРИЕ ПРИ ОРТОГОНАЛНА АПРОКСИМАЦИЯ НА ИМПУЛСНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО СЪСТОЯНИЕ НА ЛИНЕЙНИ СТАЦИОНАРНИ СИСТЕМИ

Разглеждаме линейната стационарна устойчива система:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \qquad t \geq 0 \qquad (11.1)$$

$$y(t) = Cx(t), \qquad x(0) = x_0 \qquad (11.2)$$

За да получим импулсната характеристика по състояние приемаме, че входният сигнал в (11.1) е делта импулс $u(t) = \delta(t)$, началното състояние е нула $x_0 = 0$ и интегрираме уравнението по състояние, при което получаваме:

$$x(t) = A\int_0^t x(\tau)d\tau + B \qquad (12)$$

Приемаме, че векторът на състоянието допуска развитие в ред на Лежандър във вида $x(t) \approx \sum_{n=0}^{N-1} f_n\, \varphi_n(t)$, където $\varphi_n(t) = \tilde{P}_n\left(\frac{2}{T}t - 1\right)$, $t \in [0,T]$, а f_n са векторните коефициенти на Фурие в ортогоналния полиномен ред на Лежандър за импулсната характеристика по състояние. Тогава можем да запишем:

$$\sum_{n=0}^{N-1} f_n\, \varphi_n(t) = A\int_0^t \sum_{n=0}^{N-1} f_n \varphi_n(\tau)\, d\tau + B = A\sum_{n=0}^{N-1} f_n \int_0^t \varphi_n(\tau)d\tau + B \qquad (13)$$

Като следствие на формулата на Кристофъл-Дарбу при диференциране на полиноми на Лежандър получаваме следното тъждество [1]:

$$\dot{P}_{n+1}(t) - \dot{P}_{n-1}(t) = (2n+1)P_n(t) \qquad (14)$$

За интеграла на полинома на Лежандър от $n-$ ти ред при $\eta \in [-1,1]$ можем да запишем:

$$\int_{-1}^{\eta} P_n(\tau)d\tau = \frac{2}{T}\int_0^t P_n\left(\frac{2}{T}\theta - 1\right)d\theta, \qquad (15)$$

където $t \in [0,T]$ и $\theta \in [0,t]$, сменили сме променливата на интегриране $\tau = \frac{2}{T}\theta - 1$, като $\eta = \frac{2}{T}t - 1$, или при $\tau = \eta$ имаме $\theta = t$. По-нататък можем да запишем:

$$\int_0^t P_n\left(\frac{2}{T}\theta - 1\right)d\theta = \sqrt{\frac{2}{2n+1}}\int_0^t \tilde{P}_n\left(\frac{2}{T}\theta - 1\right)d\theta, \qquad (16)$$

където $\tilde{P}_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}P_n(t)$. Тогава $\int_{-1}^{\eta} P_n(\tau)d\tau = \frac{2}{T}\sqrt{\frac{2}{2n+1}}\int_0^t \varphi_n(\theta)d\theta$. По отношение на останалите членове на израза (14), след смяна на променливата на интегриране $\tau = \frac{2}{T}\theta - 1$ можем да запишем следните съотношения:

$$\int_{-1}^{\eta} \dot{P}_{n+1}(\tau)\, d\tau = \int_0^t \frac{dP_{n+1}(\tau)}{d\tau}\frac{d\tau}{d\theta}\, d\theta = \int_0^t dP_{n+1}\left(\frac{2}{T}\theta - 1\right) = P_{n+1}\left(\frac{2}{T}t - 1\right) - P_{n+1}(-1) \quad (17)$$

Така, след интегриране на двете страни на израза (14), получаваме:

$$P_{n+1}\left(\frac{2}{T}t - 1\right) - P_{n+1}(-1) - P_{n-1}\left(\frac{2}{T}t - 1\right) + P_{n-1}(-1) = (2n+1)\int_{-1}^{\eta} P_n(\tau)d\tau$$

От тук получаваме:

$$\frac{1}{2n+1}\sqrt{\frac{2}{2n+3}}\varphi_{n+1}(t) - \frac{1}{2n+1}\sqrt{\frac{2}{2n-1}}\varphi_{n-1}(t) = \frac{2}{T}\sqrt{\frac{2}{2n+1}}\int_0^t \varphi_n(\theta)\, d\theta, \quad (18)$$

където, $P_{n+1}(-1)$ и $P_{n-1}(-1)$ взаимно се съкращават, което следва от граничните условия на полиномите на Лежандър. След апроксимация на двете страни на уравнение (12) в ортогонален ред на Лежандър, получаваме:

$$\sum_{n=0}^{N-1} f_n\, \varphi_n(t) = A\sum_{n=0}^{N-1} f_n \int_0^t \varphi_n(\tau)d\tau + B =$$

$$A\frac{T}{2}\sum_{n=0}^{N-1} f_n\left[\sqrt{\frac{1}{(2n+1)(2n+3)}}\varphi_{n+1}(t) - \sqrt{\frac{1}{(2n+1)(2n-1)}}\varphi_{n-1}(t)\right] + B, \quad (19)$$

където $\varphi_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}P_n\left(\frac{2}{T}t - 1\right)$, $t \in [0,T]$ и приемем, че $\varphi_{-1}(\theta) = 0$. След като разпишем израза (18) за различни стойности на степента N на реда на Лежандър, получаваме съответните уравнения (19). Самите векторни коефициенти на Фурие се изчисляват итеративно. Така например, при $N = 1$, получаваме:

$$f_0\varphi_0(t) = A\frac{T}{2}f_0\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right] + B,$$

откъдето за векторния коефициент f_0 получаваме уравнението:

$$\left\{\varphi_0(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right]A\right\}f_0 = B$$

При $N = 2$ получаваме:

$$f_0\varphi_0(t) + f_1\varphi_1(t) = Af_0\frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right] + Af_1\frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_2(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_0(t)\right] + B,$$

като съответното уравнение за векторните коефициенти на Фурие се получава както следва:

$$\left\{\varphi_0(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right]A\right\}f_0 + \left\{\varphi_1(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_2(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_0(t)\right]\mathrm{A}\right\}f_1 = B$$

При $N = 3$ получаваме уравнението:

$$f_0\varphi_0(t) + f_1\varphi_1(t) + f_2\varphi_2(t) = Af_0\frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right] + Af_1\frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_2(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_0(t)\right] + Af_2\frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{35}}\varphi_3(t) - \frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_1(t)\right] + B,$$

откъдето уравнението за векторните коефициенти на Фурие се получава както следва:

$$\left\{\varphi_0(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right]A\right\}f_0 + \left\{\varphi_1(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_2(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_0(t)\right]\mathrm{A}\right\}f_1 + \left\{\varphi_2(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{35}}\varphi_3(t) - \frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_1(t)\right]A\right\}f_2 = B$$

По този начин се получава блочно-матрично уравнение от вида $\Phi F = B$, където

векторните коефициенти на Фурие са подредени във вектор стълб както следва:

$$F = [f_0^T \quad f_1^T \quad \cdots \quad f_{N-1}^T]^T,$$

а матрицата Ф е блочна матрица от вида:

$$\Phi = \left(\varphi_0(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_1(t)\right]A \quad \varphi_1(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{15}}\varphi_2(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}\varphi_0(t)\right]A \quad \cdots \quad \right),$$

където последният блок съответстващ на векторния коефициент f_{N-1} се определя както следва:

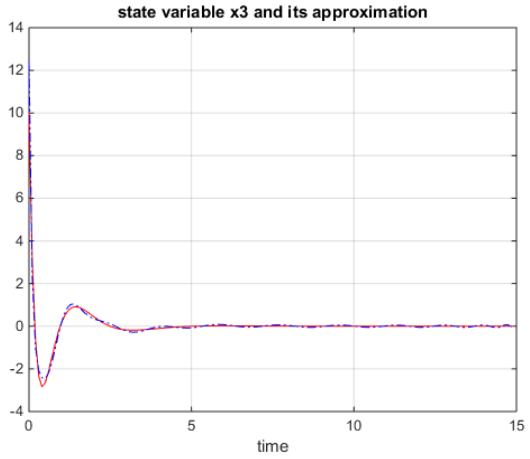
$$\varphi_{N-1}(t)I - \frac{T}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{(2N-1)(2N+1)}}\varphi_N(t) - \frac{1}{\sqrt{(2N-1)(2N-3)}}\varphi_{N-2}(t)\right]A.$$

4. ЧИСЛЕН ПРИМЕР

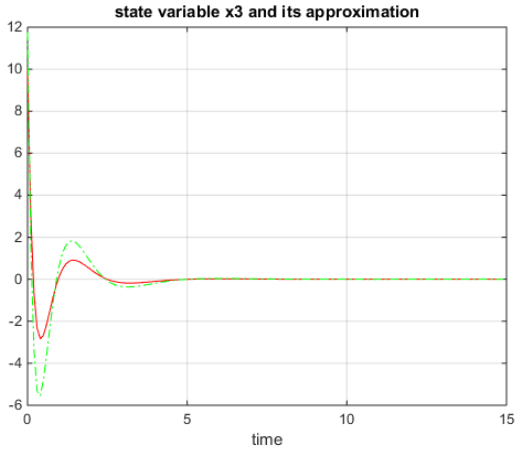
Разглеждаме линейната стационарна система описана чрез уравнения (11), където системните матрици са дефинирани както следва:

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad C = [C_1 \quad C_2], \quad D = 0,$$

като $A_{11} = [-9 \quad -33.01 \quad -63.07 \quad -66.18 \quad -36.2]$, $A_{12} = -8.08$, $A_{21} = I_5$, $A_{22} = zeros(5,1)$, $B_1 = 10$, $B_2 = zeros(5,1)$, $C_1 = [0 \quad -20 \quad 0 \quad 0 \quad -10]$, $C_2 = 0$. Приемаме, дължина на времевия интервал $T = 15sec$, стъпка на дискретизация $\delta = 0.1sec$ и степен в развитие в ортогонален ред $L = 25$.



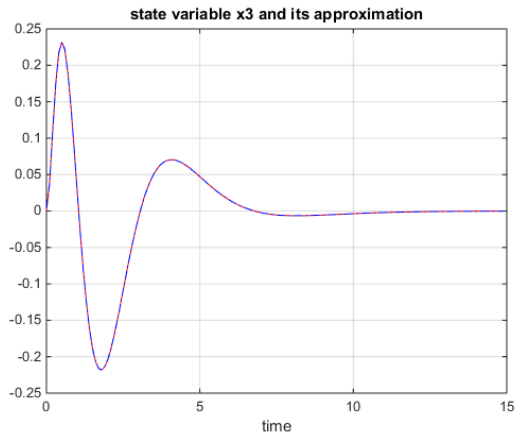
Фиг.1. Апроксимация на импулсната х-ка x_1 в ред на Лежандър стандартен метод



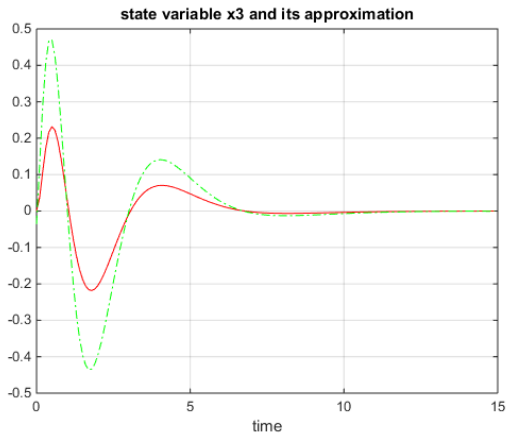
Фиг.2. Апроксимация на импулсната х-ка x_1 в ред на Лежандър интегрален метод

Използваме два подхода при ортогонална апроксимация на импулсната характеристика по състояние. При първия подход, импулсната характеристика по състояние се апроксимира в ортогонален ред на Лежандър, като се използва стандартната процедура за числено интегриране по Симпсън при изчисляване на векторните коефициенти на Фурие. При втория подход, импулсната характеристика по състояние се получава чрез апроксимация в ортогонален ред на Лежандър, като коефициентите на Фурие са изчислени по интегралния метод, където участва една шеста от дискретните моменти по време. От фиг.1 се вижда непосредствено, че апроксимацията получена чрез числено интегриране за определяне на коефициентите на Фурие дава точни резултати. Значително по-голяма грешка се получава при подхода с използване на свойствата на ортогоналните полиноми при интегриране на елементите на ортогоналното множество, което е представено на фиг.2. Този резултат може да се обясни с факта, че при изчисляване на

коефициентите на Фурие участва само част от входната информация. Непосредствено се вижда, че грешката е най-голяма в началото на времевия интервал, за който се апроксимират импулсните характеристики по състояние.



Фиг.3. Апроксимация на импулсната х-ка x_3 в ред на Лежандър по стандартния метод



Фиг.4. Апроксимация на импулсната х-ка x_3 в ред на Лежандър по интегралния метод

Аналогични резултати се получават при определяне на апроксимацията на импулсната характеристика по състояние x_3. Интегралният подход, който се използва е чрез определяне на коефициентите на Фурие, получени при използване на една шеста част от входната информация. Този тип изчисляване на коефициентите на Фурие се извършва поради естеството на самата задача за апроксимация. Както беше представено в предишната точка, определянето на коефициентите на Фурие при ортогоналното полиномно развитие в ред на Лежандър, става чрез решаване на система линейни алгебрични уравнения. Матрицата с входните данни съдържа ортогоналните функции на Лежандър определени в даден момент от време. За да бъде тази система уравнения решима и то с единствено решение, е необходимо матрицата с данните да бъде квадратна и несингулярна. Това условие е изпълнимо само, ако в матрицата с данните участва само една определена част от всички дискретни стойности на ортогоналните функции, които се използват в стандартната процедура с числено интегриране. По такъв начин, входната информация за алгоритъма на апроксимация се получава силно редуцирана. В случая, когато в матрицата с данните участват всички входни данни, системата уравнения се получава пре-определена и решението на системата не е гарантирано. Този факт влошава качеството на предложения метод при системи от нисък ред. От фиг.3 се вижда непосредствено, че стандартният метод за определяне на векторните коефициенти на Фурие чрез процедура на числено интегриране дава добри резултати за апроксимация на импулсната характеристика по състоянието x_3. Същевременно, от фиг. 4 се вижда, че интегралният подход основаващ се на свойствата на ортогоналното развитие в ред дава сравнително по-неточен резултат в началото на времевия интервал, за който се изчислява апроксимираната характеристика. Предимство на този метод е, че скоростта на сходимост на изчислителната процедура е по-голяма в сравнение със стандартния метод на числено интегриране по Симпсън. Аналогични резултати се получават и при апроксимацията на останалите импулсни характеристики по състояние.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Тази статия разглежда задачата за ортогонална полиномна апроксимация на системните характеристики на линейни стационарни системи. Показани са два подхода за изчисляване на векторните коефициенти на Фурие при ортогоналната полиномна апроксимация. Първият подход използва стандартна процедура на скаларно произведение чрез числено интегриране по Симпсън за изчисляване на векторните коефициенти на Фурие. Вторият метод се базира на някои основни свойства на ортогоналните полиноми. Векторните коефициенти на Фурие се определят чрез решаване на система линейни уравнения, която се получава след приложение на следствие от формулата на Кристофъл-Дарбу, отнасящо се до диференциране и интегриране на ортогоналните полиноми. Показани са ограниченията на предложения метод, когато редът на системата е нисък. Основното ограничение е свързано с използване на част от входната информация при организиране на числената процедура за изчисляване на векторните коефициенти на Фурие. Получените резултати показват, че при определяне на ортогоналната апроксимация се получава сравнително по-голяма грешка в началото на времевия интервал за изчисление. Предимство на този подход е в скоростта на изчисленията при определяне на векторните коефициенти на Фурие, докато стандартният подход на числено интегриране по Симпсън е значително по-бавен. Представен е числен пример за изчисляване на тези характеристики и са дискутирани грешките от апроксимация в получения ортогонален ред на Лежандър.

Изследванията в този доклад са частично финансирани от кат. *Системи и Управление*, факултет *Автоматика*, *Технически Университет - София*

ЛИТЕРАТУРА

[1] Суетин, П., *Классические ортогональные многочлены*, Физматлит, М., 2007

[2] Abramowitz, M., I. Stegun, edts., *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables*, Dover Publ., N. Y., 1972

[3] Eid, R., B. Lohmann, "Moment matching model order reduction in time domain via Laguerre series", *Proceedings of the IFAC 17th World Congress*, Seoul, pp. 3198-3203, 2008

[4] Eid, R., B. Salimbahrami, B. Lohmann, "Equivalence of Laguerre – based model order reduction and moment matching", *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 52, 6, pp. 1104-1108, 2007

[5] El-Kady, M., N. El-Sawy, "Legendre coefficients method for linear quadratic optimal control problems by uing genetic algorithms", *Int. J. Appl. Math. Research*, vol. 2, 1, pp. 140-150, 2013

[6] Jiang, Y., H. Chen, "Time domain model order reduction of general orthogonal polynomials forlinear input-output systems", *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 57, 2, pp. 330-343, 2012

[7] Maleknejad, K., S. Sohrabi, Y. Rostami, "Numerical solution of nonlinear Volterra integral equations of the second kind by using Chebyshev polynomials", *Appl. Math. Comput.*, vol. 188, pp. 123-128, 2007

[8] Nagurka, M., S. Wang, “A Chebyshev basedstate representation for linear quadratic optimal control”, *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 115, pp. 1-6, 1993
[9] Paraskevoppoulos, P., “Legendre series approach to identification and analysis of linear systems”, *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 30, 6, pp. 585-589, 1985
[10] Perev, K., “Laguerre polynomial approximation and model order reduction for linear systems”, *AIP Conference Proceedings: Application of Mathematics in Engineering and Economics*, *AMEE’14*, Sozopol, vol. 1631, pp. 29 – 36, 2014
[1] Perev, K., “Legendre orthogonal polynomials approximation of system gramians and its application to balanced truncation”, *Int. J. Syst. Science*, vol. 49, 10, pp. 2170-2186, 2018
[12] Schetzen, M., *The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems*, R. Krieger Publ. Corp., Malabar, 1989
[13] Slavov, T., N. Madjarov, “Adaptive multiple model algorithm for control of stochastic system with orthogonal models”, *Inform. Techn. Control*, vol. 2, pp. 22-32, 2006
[14] Yuan, J., Y. Jiang, Z. Xiao, “Structure-preserving model order reduction by general orthogonal polynomials for integral-differential systems”, *J. Franklin Inst.*, vol. 352, pp. 138-154, 2015

Автор: **Камен Перев**, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 18.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Александър Ищев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

SPEED AND POWER CONTROL OF WATER TURBINE GENERATOR WITH A LONG PENSTOCK

T. Puleva

Abstract: *In this paper a detailed model of the system hydro-turbine generating unit with a long penstock is described. Different model approximations are investigated. They are based on the Pade approximation of the time delay and on the approximation of the hyperbolic function in the model description. A speed and power control system using LQR technique is designed. The controller structure incorporates a conventional PID control and a water column compensator. Different water column compensators based on the approximation of the hyperbolic function are investigated. An exact water column compensatow is proposed. It is shown that a water column compensator improves the stability margins and dynamic performance.*
Keywords: *Water turbine, speed control, long penstock modeling, Pade approximation, water column compensation*

1. INTRODUCTION

The performance of a hydraulic turbine is influenced by the characteristics of the water column feeding the turbine; these include the effects of water inertia, water compressibility and pipe wall elasticity in the penstock. The effect of water inertia is to cause changes in turbine flow to lag behind changes the turbine opening. The effect of elasticity is to cause traveling waves of pressure and flow in the pipe; this phenomenon is commonly referred to as "*water hammer*". Precise modeling of hydraulic turbines requires inclusion of transmission-line reflections which occur in the elastic-walled pipe carrying compressible fluid. Traveling wave models may be required only if the penstocks are long. The water inertia effect is a factor that makes difficult to maintain stability under isolated operation or to have fast response in the case of load change. This becomes further more difficult if the generating unit has a long penstock. The destabilizing effect of the hydraulic network requires an appropriate adjustment of the governor parameters. Several authors have studied the stability problem of hydro power plants and suggested ways for improvement the stability margins. The mathematical model of the turbine including elastic water column has been considered by *Oldenburger* and *Donelson* [6]. The authors have made a frequency response study. However no stability regions in the pane of governor parameter were derived by them. With the advent of electro-hydraulic governors, several attempts have been made for the design of a compensator to enhance the stability margins. The compensator designed by *Araki* and *Kubara* [2] is simple and elegant and improves the dynamic performance considerably. The water column compensator incorporates system

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

parameters which are already available and can be incorporated in the *PID* controller structure. The water column compensator suggested by *Araki* and *Kubara* is modified by *Murty* and *Harihalan* [3]. These authors have investigated the influence of water column elasticity on the stability limits of a hydro-turbine generating unit with a long penstock, operating on an isolated load. The authors have considered a Pade second - order approximation in the turbine-penstock transfer function modeling. They have shown that a modified version of the water column compensator improve the stability margins and dynamic performance.

2. DETAILED MODEL OF THE HYDRAULIC TURBINE ASSUMING A LONG PENSTOCK

In the conventional model of the hydraulic turbine the effects of water compressibility and pipe elasticity are neglected. While these assumptions are valid for a wide range of system studies, there are many applications where a detailed hydraulic system model is necessary to accurately account for the interaction between the hydraulic system and the power system.

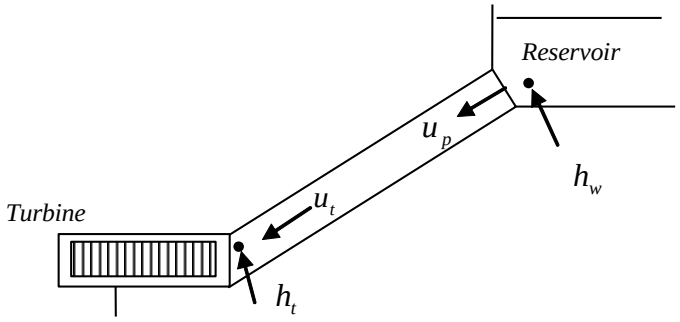


Fig. 1. Schematic of a hydraulic plant

In Fig.1 a hydraulic system configuration is presented. We consider the effect of the flow "water hammer" through the conduit when the gate is partially closed suddenly. The symbols h_t, h_w, u_t, u_p refer to the turbine head deviation, reservoir head deviation, turbine velocity deviation and upper penstock velocity deviation respectively. The transfer function relating head and flow at the turbine end of the penstock is [1]:

$$W(s) = \frac{u_t(s)}{h_t(s)} = -\frac{1}{\phi_p + Z_p th(T_e s)}, \tag{1}$$

where Z_p is the normalized hydraulic impedance of penstock; ϕ_p – friction coefficient of the penstock; T_e – elastic time constant of the penstock.

The elastic time constant can be presented by the relationship:

$$T_e = \frac{L}{a}. \tag{2}$$

where *a* is the wave velocity. Typical values of wave velocity for water are 1220 m/s for steel conduit and 1420 m/s for rock tunnels. It can be shown the relationship [1]:

$$Z_p T_e = \frac{Q_r}{H_r}\frac{L}{Aa_g} = T_{wr}, \tag{3}$$

where A is the area of the conduit ($A = \pi D^2 / 4$); Q_r - water-flow rate at rated load; H_r - hydraulic head at turbine gate at rated load.

Thus $Z_p T_e$ is equal to the water starting time T_{wr} of the penstock at rated load.

With the friction neglected the transfer function (1) can be written in the form:

$$W(s) = \frac{h_t(s)}{u_t(s)} = -Z_p th(T_e s). \tag{4}$$

The transfer function (4) is presented in terms of deviations of head and water velocity from steady-state values:

$$h = (H - H_0) / H_0 = \Delta\bar{H} \text{ [p.u.]}, \; u = (U - U_0) / U_0 = \Delta\bar{U} \text{ [p.u.]}.$$

The subscript *t* in (4) refers to the turbine end of the conduit.

The turbine and penstock characteristics are determined by the following basic equations relating the water velocity in the penstock *U*, the turbine mechanical power P_m and the turbine gate opening position *G*, presented in terms of deviations from its steady-state values in p.u [1, 4]:

$$\Delta\bar{U} = 0.5\Delta\bar{H} + \Delta\bar{G} \tag{5}$$

$$\Delta\bar{P}_m = 3\Delta\bar{U} - 2\Delta\bar{G} \tag{6}$$

Thus the transfer functions relating the deviations of head and mechanical power with the turbine gate opening are:

$$\frac{h_t(s)}{G(s)} = -\frac{Z_p th(T_e s)}{1 + 0.5 Z_p th(T_e s)}, \tag{7}$$

$$W_t(s) = \frac{P_m(s)}{G(s)} = \frac{1 - Z_p th(T_e s)}{1 + 0.5 Z_p th(T_e s)}. \tag{8}$$

These models are used in [2,3] to carry out the stability study of the hydro-generating unit speed control assuming a long penstock.

3. SPEED CONTROL OF A WATER TURBINE GENERATING 1. UNIT WITH A LONG PENSTOCK

The transfer function (8) represents a distributed-parameter system. The hyperbolic function *th* can be presented by the approximation:

$$th(T_e s) = \frac{1 - e^{-2T_e s}}{1 + e^{-2T_e s}} = \frac{sT_e \prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{sT_e}{n\pi} \right)^2 \right]}{\prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{2sT_e}{(2n-1)\pi} \right)^2 \right]}. \tag{9}$$

The transfer function (8) may be approximated by (9) by using an appropriate number of terms, depending on the purpose of the study and the accuracy required.

With n=0, $th(T_e s) = T_e s$ and:

$$W(s) = \frac{P_m(s)}{G(s)} = \frac{-T_w s + 1}{1 + 0.5 T_w s}. \tag{10}$$

Approximation *n*=0 is equivalent to assuming the water column to be inelastic. With *n=1* the expression for the transfer function is:

$$W_t(s) = \frac{A(s) - Z_p B(s)}{A(s) + 0.5 Z_p B(s)}, \tag{11}$$

where

$$A(s) = 1 + \left(\frac{2sT_e}{\pi}\right)^2, \; B(s) = sT_e\left[1 + \left(\frac{sT_e}{\pi}\right)^2\right]. \tag{12}$$

For most power system stability studies the above approximation should be adequate [1, 4].

As the transfer functions (8) involve hyperbolic function, a *Pade* approximation can be applied to the time delay modeling:

$$W(s) = e^{-s\tau} = \lim_{\mu+\nu\to\infty} \frac{F_{\mu,\nu}(s)}{G_{\mu,\nu}(s)}, \tag{13}$$

where

$$F_{\mu,\nu}(s) = 1 - \frac{\nu(s\tau)}{(\mu+\nu)1!} + \frac{\nu(\nu-1)(s\tau)^2}{(\mu+\nu)(\mu+\nu-1)2!} - \cdots + (-1)^{\nu}\frac{\nu(\nu-1)\cdots 2.1(s\tau)^{\nu}}{(\mu+\nu)(\mu+\nu-1)\cdots(\mu+1)\nu!}$$

$$G_{\mu,\nu}(s) = 1 + \frac{\mu(s\tau)}{(\mu+\nu)1!} + \frac{\mu(\mu-1)(s\tau)^2}{(\mu+\nu)(\mu+\nu-1)2!} - \cdots + \frac{\mu(\mu-1)\cdots 2.1(s\tau)^{\mu}}{(\mu+\nu)(\mu+\nu-1)\cdots(\nu+1)\mu!}.$$

Thus,

$$th(T_e s) = \frac{e^{T_e s} - e^{-T_e s}}{e^{T_e s} + e^{-T_e s}} = \frac{1 - e^{-2T_e s}}{1 + e^{-2T_e s}},$$

assuming a second order Pade approximation leads to

$$e^{-2T_e s} = \frac{1 - T_e s + \frac{T_e^2 s^2}{3}}{1 - T_e s + \frac{T_e^2 s^2}{3}}. \tag{14}$$

Using this approximation the transfer function (7) and (8) may be expressed as:

$$W(s) = \frac{h_t(s)}{G(s)} = \frac{-T_{wr} s}{\frac{T_e^2 s^2}{3} + \frac{T_{wr} s}{2} + 1}, \tag{15}$$

$$W_t(s) = \frac{P_m(s)}{G(s)} = \frac{\frac{T_e^2 s^2}{3} - T_w s + 1}{\frac{T_e^2 s^2}{3} + 0.5 T_w s + 1}. \tag{16}$$

The phase response of the penstock model with $T_w = 1\,s$ and $T_e = 0.5\,s$ is presented in Fig. 2. A significant phase lag can be noticed, that explains the destabilizind effect of the water column.

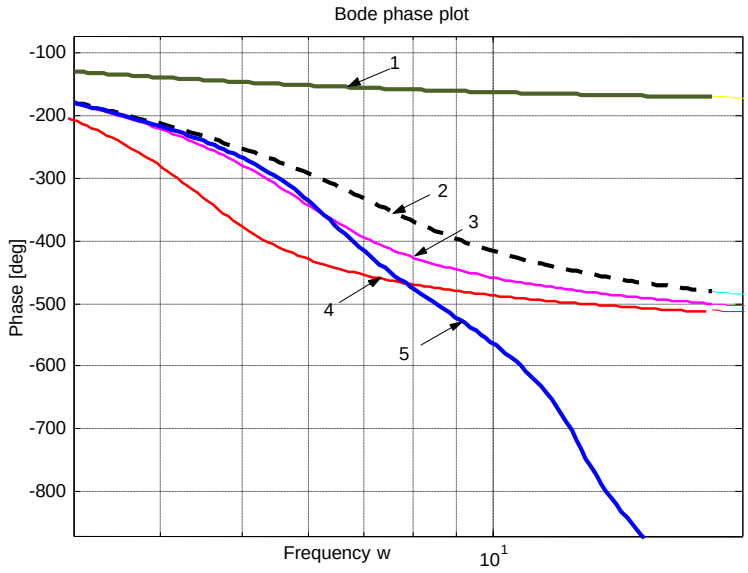


Fig. 2. Phase response of the penstock model (1- inelastic water column model, 2-third order Pade approximation, 3- partial fraction expansion, 4- power series approximation, 5- exact phase response)

4. WATER COLUMN COMPENSATOR DESIGN

The models presented by equations (7) and (8) have been used in water column compensation, suggested by *Araki* and *Kubara* [2]. The basic structure of the control system including water column compensator is presented in Fig.3 and fig.4.

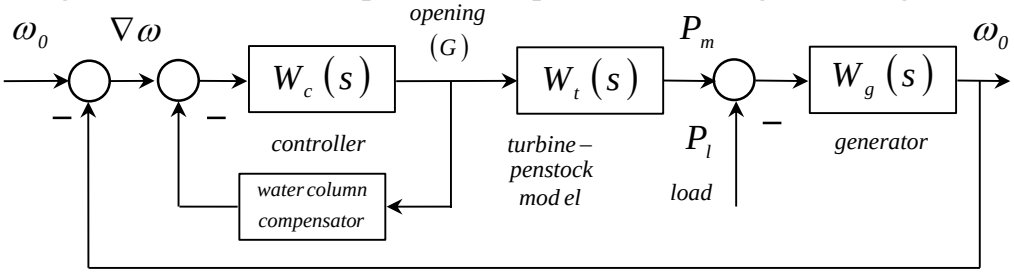


Fig. 3. Water turbine speed controller with water column compensator

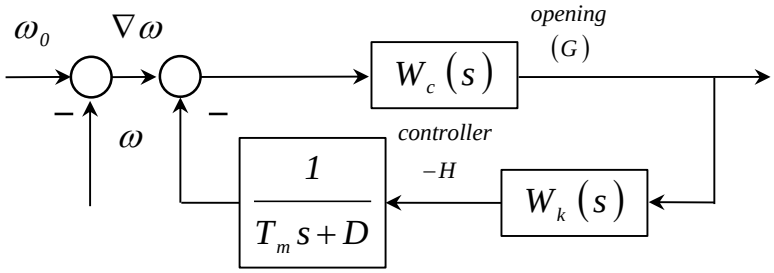


Fig. 4. Water column compensator

The transfer function of the water column compensator suggested by *Araki* and *Kuwabara* [2] is:

$$W_k(s) = \frac{T_w s}{1 + 0.5 T_w s}. \qquad (17)$$

This water column compensator is modified in [3] to represent the hydraulic processes model assuming a long penstock. It has been shown that a modified water column compensator having the transfer function:

$$W_k(s) = \frac{T_w s}{1 + \frac{T_w s}{2} + \frac{T_e^2 s^2}{3}} \tag{18}$$

improves the stability margins and dynamic performance considerably.
Another approach is to use the approximation (4). For *n*=1 the transfer function (12) is:

$$W_t(s) = \frac{\Delta \bar{P}_m}{\Delta \bar{G}} = \frac{A(s) - Z_p B(s)}{A(s) + 0.5 Z_p B(s)}, \tag{19}$$

where

$$A(s) = 1 + \left(\frac{2sT_e}{\pi} \right)^2, \; B(s) = sT_e \left[1 + \left(\frac{sT_e}{\pi} \right)^2 \right], \tag{20}$$

In this case the transfer function $W_k(s)$ in the water column compensator structure is:

$$W_k(s) = \frac{Z_p B(s)}{A(s) + 0.5 Z_p B(s)}, \tag{21}$$

where the polinomials *A*(*s*) and *B*(*s*) are determined from (20).
The proposed model of the exact water column compensator has a transfer function:

$$W_k(s) = \frac{Z_p th(T_e s)}{0.5 Z_p th(T_e s) + 1}. \tag{22}$$

It has the following equation:

$$y(s) = -a_0 e^{-2T_e s} y(s) + b_0 u(s) - b_1 e^{-2T_e s} u(s), \tag{23}$$

where the coefficients are:

$$b_0 = \frac{Z_p}{1 + 0.5 Z_p}, \; b_1 = -b_0, \; a_0 = \frac{1 - 0.5 Z_p}{1 + 0.5 Z_p}.$$

It can be noticed the water column compensator incorporates system parameters which are already available.
The generator model incorporated in the compensator loop has a transfer function:

$$W_g(s) = \frac{1}{T_m s + D},$$

where T_m is the rotor inertia time constant, and D is the load-damping constant.

5. EXPERIMENTAL RESULTS

To illustrate the effect on the dynamic response of the hydro-generating unit with a long penstock a *PID* controller has been designed using *LQG* technique. The following data has been assumed: $T_w = 1\,s$, $T_e = 0.8\,s$, $T_m = 6.8\,s$, *D*=0.06.

A second order Pade approximation of time delay is used. The controller parameters are $k_p = 1.25$, $T_i = 20.74\,s$, $T_d = 3.87\,s$, $T_f = T_d / 5$.

A water column compensator with a transfer function (18) is applied. Fig.5-Fig.7 show the effect on the dynamic response the water column compensation. Fig. 5 shows the turbine speed and gate opening during the initial speeding up process for the simplified plant model (without elastic water column effect) and Fig. 6 - for the plant model with elastic water column effect. In the both cases the controller is designed for the simplified plant model.

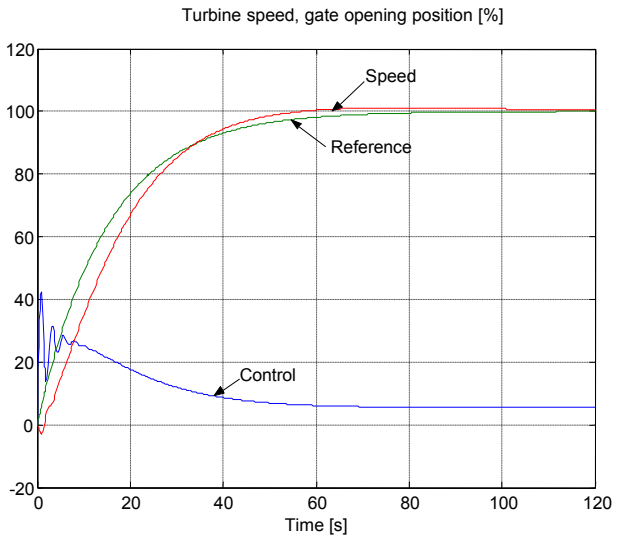


Fig. 5. Turbine speed, gate opening (a plant model with inelastic water column)

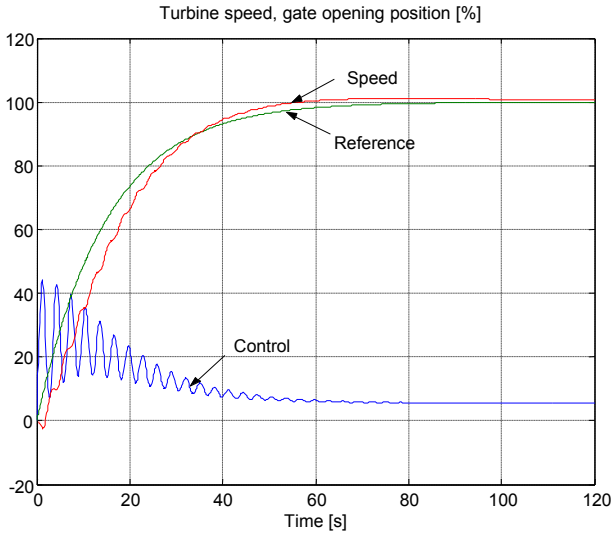


Fig. 6. Turbine speed, gate opening (a plant model with elastic water column)

An exact water column compensator with a transfer function (22) is used. Fig. 7 shows the effect on thr dynamic response.

It can be noticed the water column compensator improves the dynamic performance significantly.

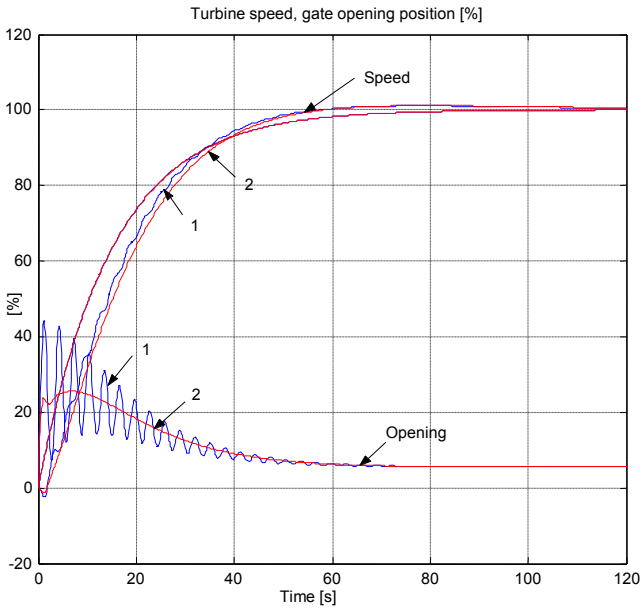


Fig. 7. Turbine speed, Gate opening (1- without water column compensator, 2 - with an exact water column compensator)

6. CONCLUSION

In this paper the model of hydro turbine generator with a long penstock is considered. Different approximations of the mathematical description of the hydro turbine with elastic water column are investigated. These models are based on Pade approximation of the time delay and on the approximation of the hyperbolic function. An exact model of the hydro turbine with elastic water column is created. The approximation accuracy is estimated using frequency response. A speed control system using LQR technique is designed. The controller structure incorporates a conventional PID control and a water column compensator. Different water column compensators based on the approximation of the hyperbolic function as well as an actual water column compensator are investigated. It is shown the water column compensator improves the dynamic performance significantly.

REFERENCES

[1] Kundur, P. (1993) Power system stability and control, McGraw-Hill, Inc.

[2] Araki, M., T. Kuwabara (1973) Water column effect on speed control of hydraulic turbines and governor improvement, Hitachi Review, Vol.22, №22, pp.50-55.

[3] Murty,M., Hariharan,M. (1984) Analysis and improvement of the stability of a hydro-turbine generating unit with long penstock, *IEEE Transaction on PAS*, Vol.PAS-103, №2, pp. 360-367.

[4] IEEE Working Group (1992) Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies, *Transactions on Power System*, Vol.7, №1, pp.167-179.

[5] Garipov, E. (2004) Digital control systems. Part1. *PID* controllers design, TU-Sofia Publ. (in bulgarian)

[6] Oldenburger, R., Donelson, J. (1962) Dynamic response of a hydroelectric plant, AIEE transactions Vol. 81, pp.403-419.

Author: Teofana Puleva, Assoc. Prof. PhD, Department "Systems and Control", Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*

Received 22.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Elena Haralanova

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

МНОГОМЕРНО ПИД УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ „МНОГОСВЪРЗАН ОБЕКТ“

Георги Ружеков, Божидар Раков

Резюме: *Разработено е три-мерно ПИД управление на многосвързан обект. Разработена е система за автоматична настройка на регулаторите. Използва се подхода за независим синтез, при който се извършва статична компенсация на кръстосаните връзки. Термичният обект представлява четири термично свързани модула (три с нагревател и един с вентилатор за охлаждане), който представлява многосвързан обект с четири входа и с четири изхода. В случая се управляват трите модула с нагревател, а модулът с вентилатор се използва за създаване на товарни смущения. Обекти с подобни характеристики са разпространени в индустрията.*
Ключови думи: *Лабораторен стенд, Многомерен ПИД-регулатор, Програмируем логически контролер, SCADA.*

MULTIVARIABLE PID CONTROL OF LABORATORY MODEL “MULTI INPUT AND MULTI OUTPUT (MIMO) PLANT”

Georgi Ruzhekov, Bozhidar Rakov

Abstract: *Multivariable PID control of MIMO thermal object has been designed. A system for auto-tuning of PID parameters has been developed. The independent design approach is used with static compensation. The thermal plant consists of four thermally connected modules (three with a heater and one with a cooler), which is a MIMO object with four inputs and four outputs. In this study, the tree heater modules are controlled and the fan module is used to create load disturbances. Objects with similar characteristics are spread in the industry.*
Key words: *Laboratory stand, Multi-dimensional PID, Programmable logic controller, SCADA.*

1. УВОД

В индустрията често се срещат обекти с много входове и изходи, при които има съществено влияние между отделните контури. В голяма част от проучените реализации на подобни системи за управление се използват едноконтурни ПИД-регулатори, като се пренебрегват взаимните влияния между контурите и се разчита, че при стабилизация на някой от контурите и другите ще се стабилизират. Обикновено се постигат настройки, при които се получава задоволително качество на процесите. Особеност на индустриалните системи е, че те работят в

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

много различни режими и конфигурации, при което настройките на регулаторите трябва да се променят или донастройват всеки път. Тази особеност прави много трудно приложимо многомерното управление, при което за изчисляване на матриците на регулатора е необходимо провеждане на задълбочена идентификационна процедура (не винаги е възможна поради технологични ограничения), сложни изчисления, симулации и едва тогава може да се пристъпи към прехвърляне на данните към системата за управление. За извършване на изчисленията е необходима мощна компютърна система и съответните математически библиотеки, докато индустриалните системите за управление използват Програмируеми Логически Контролери (ПЛК), които не са предназначени за такива изчисления. Много трудно, на практика е невъзможно, в процес на работа да се направят донастройки на регулаторите.

За индустрията е нужно да се създадат евтини решения, лесни за първоначална настройка, лесна донастройка регулатори. Разработеният многомерен ПИД-регулатор отговаря на тези изисквания:

Разработеният метод за автоматична настройка е:

- Лесен за прилагане;
- Бърз;
- Има ясен физически смисъл;
- Не изисква мощна компютърна система и специализиран софтуер, а използва само контролера на системата;
- Не е необходимо изчисленията да се извършват с много висока точност – напълно достатъчна е стандартната 32 битова математика с плаваща запетая – IEEE32.

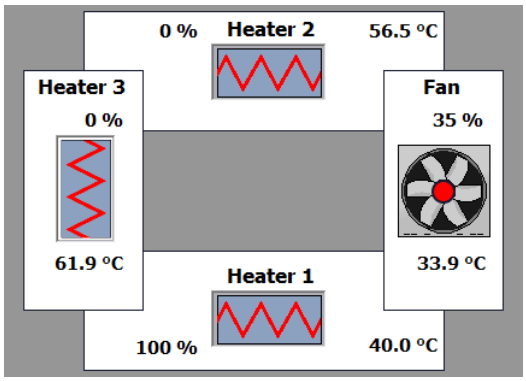
Параметрите на ПИД-регулаторите:

- Имат ясен физически смисъл и са лесно разбираеми от операторите на инсталациите;
- Донастройката може да бъде извършена много лесно;
- Изключително евтино решение – не оскъпява системата за управление;
- Могат да се използват съществуващи ПИД-регулатори (хардуерни или библиотечни функции);
- Могат да се използват вградените в регулаторите функции за самонастройка.

2. СТРУКТУРА НА СИСТЕМАТА

Подробно описание на лабораторния стенд може да бъде намерено в [2]. Той симулира работата на термичен обект, който е много характерен за реалните индустриални системи. Конструиран е от две отделни части - термичен обект и табло за управление. Термичният обект се състои от четири модула, на всеки от които е монтиран термосензор (Pt100), на три от тях са монтирани нагреватели, а на четвъртия - вентилатор за охлаждане. Четирите модула са термично свързани (фиг.1 - схематично изображение и снимка на системата), при което се осигурява взаимното влияние между тях. Конструкцията позволява промяна на конфигурацията на обекта, което променя и неговите параметри.

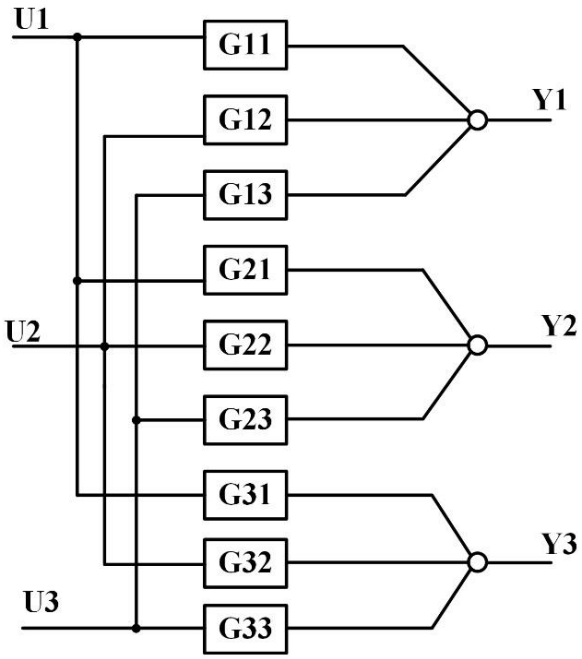
Таблото за управление е реализирано с Програмируем Логически Контролер Simatic S7-1500 - CPU 1511C, блок електронни преобразуватели за измерване на температура, силови модули за управление на нагревателите и охладителя, и захранващи блокове.



Фиг.1.а. Термичен обект -схематично изображение от SCADA системата

Фиг.1.б. Снимка на системата - табло за управление и термичен обект

Структурата на системата е показана на фиг.2, където:
$Gxx,\ x=1,2,3$ са предавателните функции на правите канали;
$Gxy,\ x=1,2,3;\ y=1,2,3,\ x\neq y$ са предавателните функции на кръстосаните канали.



Фиг.2. Структурна схема на обекта за управление

Идеята на синтеза е базирана на методиката за независим синтез [1]. Същността му се изразява в настройка на n на брой независими управляващи устройства при наличие на някакви ограничения, наложени от връзките между отделните контури на обекта [6]. При този подход възникват два основни проблема. Кол-

което по-силно е влиянието между контурите, толкова по-консервативни ще са получените ПИД-регулатори. В допълнение липсата на информация за управляващите устройства в останалите контури също би довело до понижено качество на процесите на затворената система за управление. Но за сметка на това предложеният подход осигурява лесна настройка, устойчивост и задоволително качество на затворената система.

Нека обектът за управление се описва с предавателната матрица (1), където m е броят входове, а r е броят изходи. Необходимо е предавателната матрица да е квадратна т.е. $m=r$.

$$G(s)=\begin{vmatrix} G_{11}(s) & \dots & G_{1m}(s) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{r1}(s) & \dots & G_{rm}(s) \end{vmatrix} \tag{1}$$

Извършва се корекция на обекта (2):

$$G_{sh}(s)=G(s).D\ , \tag{2}$$

където D е постоянна числова матрица, която се намира от (3), [3].

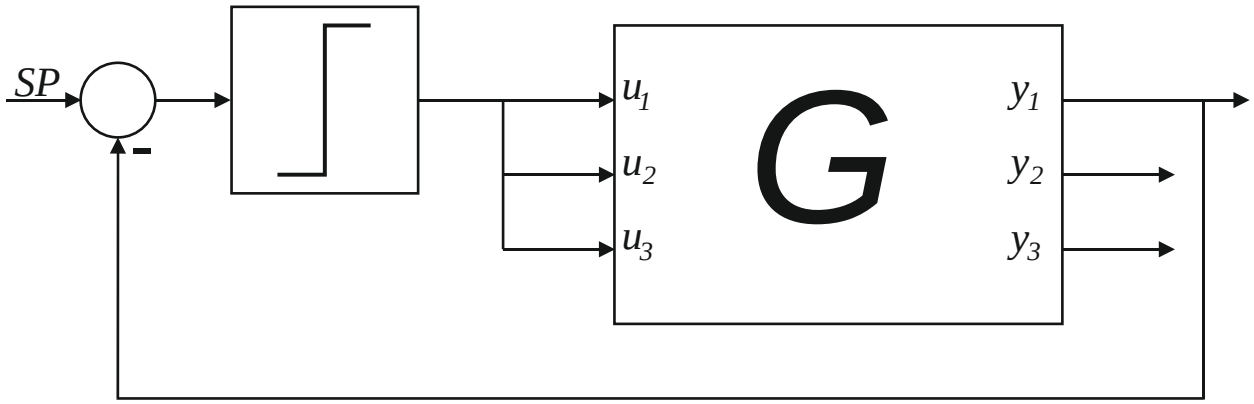
$$D=G^{-1}(0), \tag{3}$$

където $G(0)$ е предавателната матрица на обекта в установен режим.

Коригираният обект $G_{sh}(s)$ се характеризира с липса на връзка в статичен режим между отделните контури на управление. Това води до значително намаляване на влиянието в нискочестотния диапазон за сметка на високочестотния, в многомерния обект, което от своя страна означава, че предавателната матрица на коригирания обект придобива диагонално-доминираща форма в ниските честоти и по-специално единична матрица в статичен режим. За намаляване на високочестотната зависимост може да се използва филтър на изхода на ПИД [3, 7], което да осигури по-голям наклон на амплитудно-честотната характеристика и да направи предавателната функция на регулатора строго правилна. В допълнение не е необходимо да се прави анализ и избор на входно-изходни двойки, което е задължителна първа стъпка при децентрализирано управление. По този начин за всеки контур се използва отделен ПИД-регулатор. За реализация на автоматична настройка на регулатора се използва вторият метод на Астрьом и Хаглунд [4]. Трябва да се отбележи, че е възможно използването и на други методи, базирани на експеримент с релейна обратна връзка. Използва се експеримент в затворен контур с реле, който се извършва съгласно схема, показана на фиг. 3.

При настройка на i-тия контур обратната връзка се затваря по i-тия вход и изход, но управляващият сигнал от релейния елемент се подава към всички входове на обекта. Методиката за независим синтез, описан в [1] е коректна само ако влиянието между контурите е малко. В настоящата работа това условие е

изпълнено с помощта на извършената корекция (2). Възможно е извършване на корекция за определена честота, например срязващата честота, [5]. На фиг.3. е показано свързване за настройка към канал 1.



Фиг.3. Схема за автоматична настройка

3. ПРОГРАМНА СИСТЕМА

Разработването на софтуера се извършва в среда на TIA Portal V15 и MATLAB/Simulink. В среда на TIA Portal се извършва разработването на програмното осигуряване за PLC и SCADA, а в MATLAB/Simulink се обработват получените данни. Разработено е базово програмно осигуряване:

- Физическо ниво – температурни измервания, управление и измерване на скоростта на въртене на вентилатора и управление на мощността на нагревателите.
- Генериране на типови сигнали за провеждане на идентификация - стъпални и псевдо-случайна двоична последователност.
- Система за запис на експериментални данни и експорт към MATLAB.
- OPC сървър за връзка в реално време с MATLAB приложения.
- Система за визуализация на измерваните параметри и заданията по всички канали.
- Система за управление на режимите на работа и задаване на параметрите на регулаторите.

Разработено е и програмно осигуряване в среда на PLC, реализиращо показания метод за независим синтез:

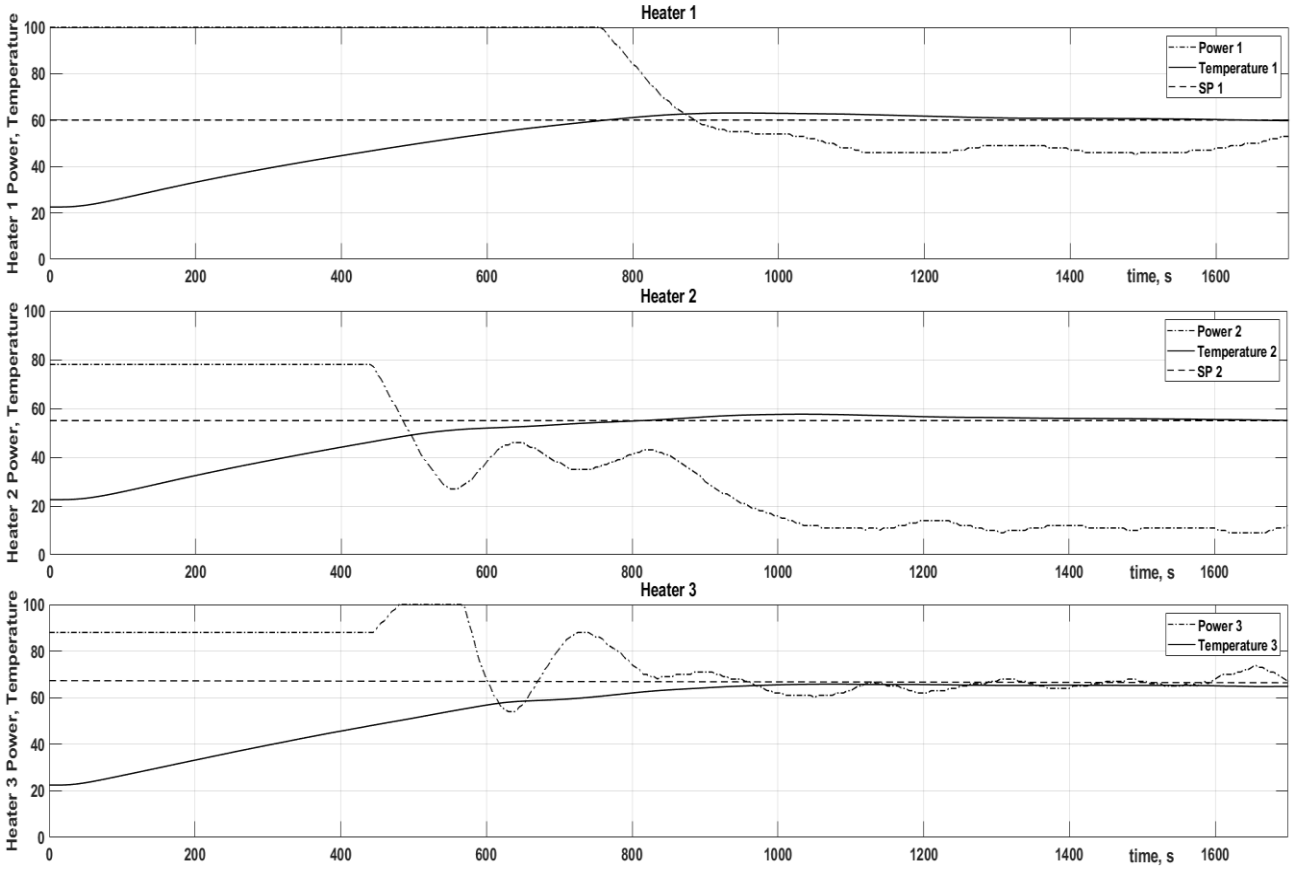
- Планирани експерименти за събиране на данни за изчисляване на $G(0)$ - предавателната матрица на обекта в установен режим.
- Изчисляване на $D = G^{-1}(0)$.
- ПИД-регулатори.
- Блок за автоматична настройка на параметрите, по метода на затворен контур с релейна обратна връзка. Параметрите на регулаторите се изчисляват с втория метод на Астрьом и Хаглунд.

4. ПОЛУЧЕНИ РЕЗУЛТАТИ

На фиг.4 е показан преходен процес за достигане до различни задания на всеки един от модулите.

Наблюдава се малко пререгулиране и достигане до заданията.

На фиг.5 е показана реакция на товарно смущение - включен вентилатор на термичен модул 4 - товарното смущение се отработва много добре и не се наблюдава взаимно влияние между контурите.



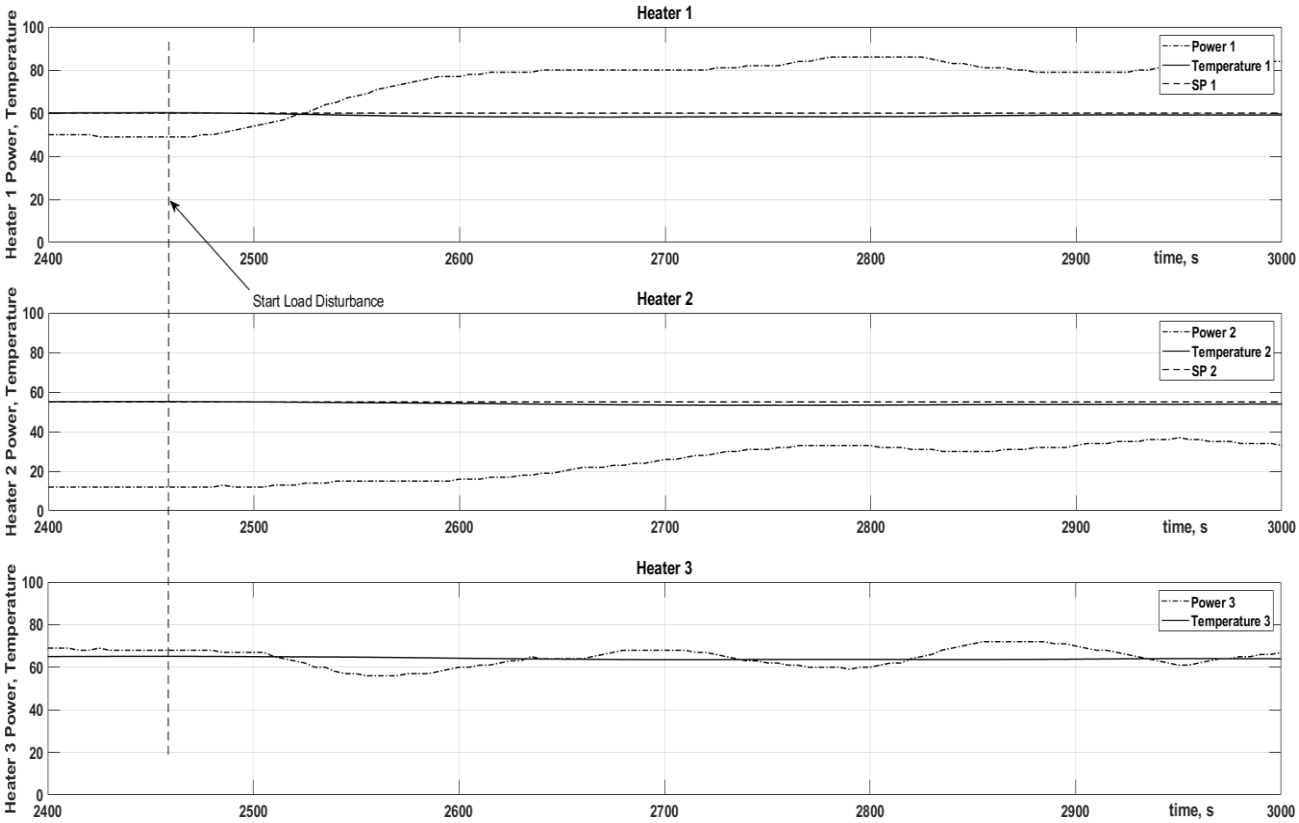
Фиг.4. Преходен процес за достигане до различни задания на всеки един от модулите

На фиг.6 е показана реакция при промяна на заданието (увеличаване и намаляване на температурата) на един от модулите.

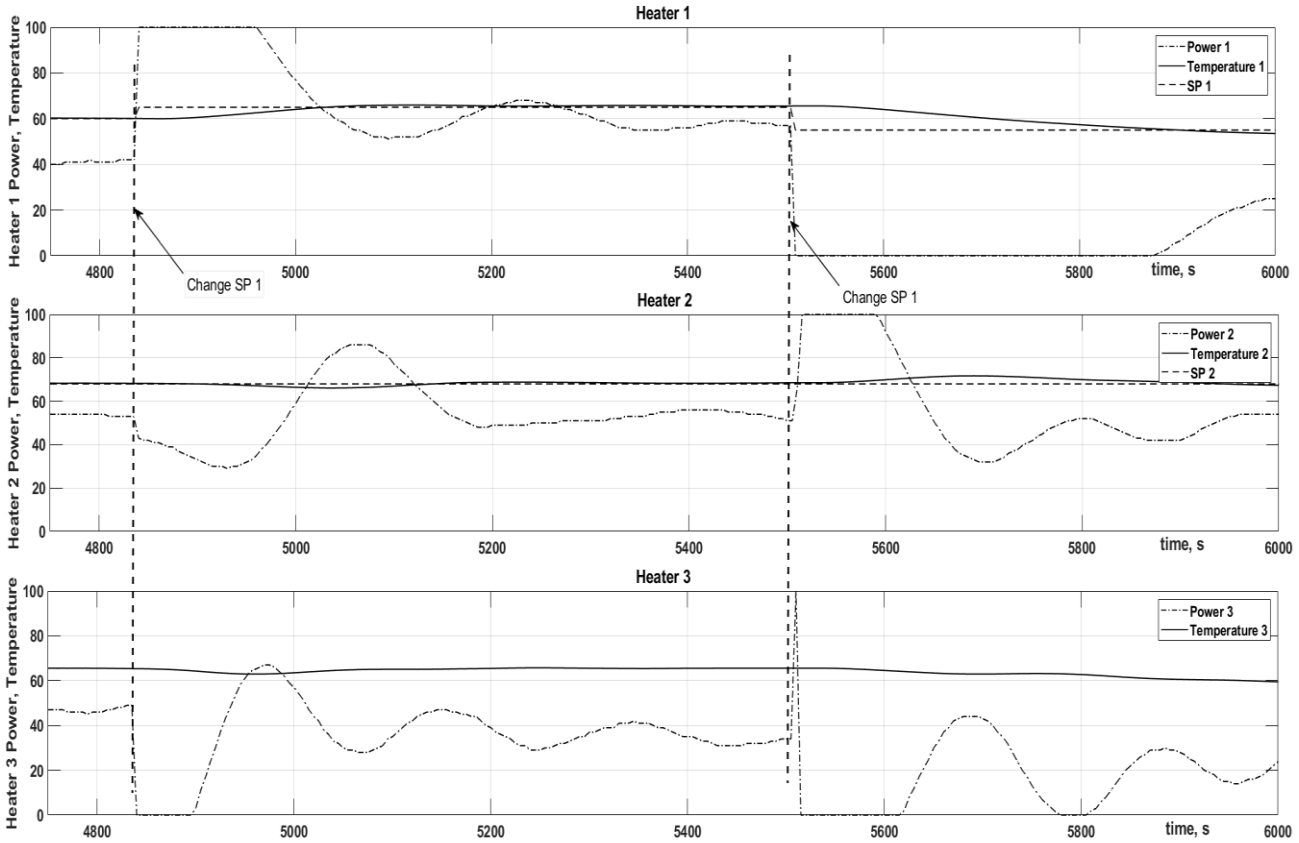
Вижда се моменталната реакция на управлението към останалите два модула, което силно намалява взаимното влияние и преходните процеси приключват много бързо.

Аналогични експерименти са направени и без компенсацията на кръстосаните обратни връзки (с независими ПИД-регулатори).

В този случай системата остава работоспособна, но преходните процеси са много по-бавни и има съществено влияние между отделните канали.



Фиг.5. Реакция на товарно смущение - включен вентилатор



Фиг.6. Реакция при промяна на заданието

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработен е софтуер, който реализира управление на многосвързан лабораторен термичен обект, като се използва компенсация в установен режим на кръстосаните връзки - метод на независимия синтез.
2. Разработен е софтуер, с който се реализира събиране на данни за изчисляване на предавателната матрица на обекта в статичен режим.
3. Реализирана е модификация на метода за автоматична настройка на регулаторите с релейна обратна връзка.
4. Извършени са много реални експерименти - промяна на заданието и товарни смущения, които дават много добри резултати и доказват работоспособността на метода и разработваната система.
5. За сравнение са направени аналогични експерименти с три независими ПИД-регулатори, при което получените преходни процеси са по-бавни и влиянието между отделните канали е съществено.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Раков Б., *Независим синтез на ПИД регулатор за тримерен обект*, Годишник на ТУ-София, том 68, книга 2, 2018.

[2] Ружеков Г., Б. Раков, *Експериментална система за управление на лабораторен модел „Многосвързан обект“*, Годишник на ТУ-София, том 68, книга 2, 2018.

[3] Astrom K., Hagglund T. - *Advanced PID Control*, The Instrumentation, Systems, and Automation Society 2006

[4] Astrom K., Hagglund T. - *PID Controllers: Theory, Design and Tuning 2nd Edition*, Instrument Society of America 1995

[5] Skogestad S., Postlethwaite I. - *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design 2nd edition*, John Wiley and Sons, 2001

[6] Skogestad S, Morari M. - *Robust Performance of Decentralized Control Systems by Independent Designs*, Automatica Vol. 25, стр. 119-125, 1989.

[7] Visioli A. - *Practical PID Control*, Springer 2006

Автори: Георги Ружеков, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *g_ruzhekov@tu-sofia.bg* ; **Божидар Раков**, маг. инж., катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *brakov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 18.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Александър Ищев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

ИДЕНТИФИКАЦИЯ И РОБАСТНО УПРАВЛЕНИЕ НА МНОГОМЕРНИ ОБЕКТИ

Цоньо Славов, Йордан Кралев, Николай Николов, Петко Петков

Абстракт: *В работата се разглежда извеждането на модели с неопределеност за обекти с много входове и изходи, както и проблемите, свързани с намирането на робастни управляващи устройства въз основа на такива модели. Разгледан е пример за вградено робастно управление на аналогов модел с два входа и два изхода. Дадени са резултатите от симулирането на затворената система и експерименталните резултати, получени с използване на робастния регулатор.*
Ключови думи: *идентификация на многомерни обекти, робастно управление, вградени системи за управление.*

IDENTIFICATION AND ROBUST CONTROL OF MULTIVARIABLE PLANTS

Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Nikolay Nikolov,Petko Petkov

Abstract: *In this paper, the derivation of uncertainty models of multivariable plants as well as the problems associated with determination of robust controllers on the basis of such models are considered. An example for embedded robust control of two-input two-output analog model is given. Simulation results for the closed-loop system and experimental results obtained by using the robust controller are given.*
Keywords: *identification of multivariable plants, robust control, embedded control systems.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Един от сериозните проблеми, които възникват при синтеза на робастни управляващи устройства е намирането на модел с неопределеност на обекта за управление. В случаите, когато аналитично описание на обекта не е известно (а това е най-често възникващият случай на практика), се налага моделът с неопределеност да бъде изведен въз основа на резултатите от идентификацията на обекта. При многомерни обекти това извеждане е свързано със значителни затруднения. В работата се разглежда извеждането на многомерни модели с неопределеност въз основа на резултатите от идентификация, получени с подхода „черна кутия“. Използвайки доверителните интервали на оценките на моделните параметри се получават доверителните интервали на предавателната матрица на идентифицираната система в честотната област. От тях при условие, че оценките на параметрите са неизместени може да се изведе модел на неопределеността

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

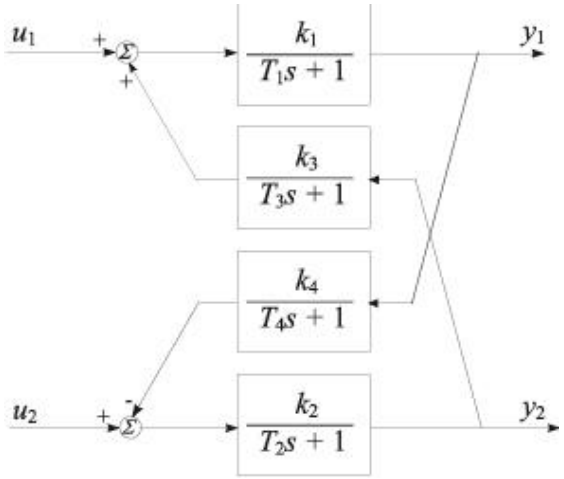
ISSN 1311-0829

в обекта. На базата на този модел по-нататък се извършва синтез на робастен закон за управление, който се реализира в стандартно цифрово управляващо устройство. За демонстрация на предложената методология за получаване на неопределен многомерен модел и последващо робастно управление се разглежда задача за идентификация и управление на аналогов модел с два входа и два изхода. Идентифициран е и е валидиран дискретен стохастичен модел от 4-ти ред, от който е получен модел с входна мултипликативна неопределеност. По него е синтезиран регулатор, който се вгражда в управляващ кит Arduino Due, базиран на микропроцесор Atmel ATSAM3X8EAU. Дадени са резултатите от симулирането на затворената система, както и експерименталните резултати от използването на вградения робастен регулатор.

2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА МНОГОМЕРНИЯ ОБЕКТ

Разглежда се обект на управление с два входа и два изхода, чиято структурна схема е показана на фиг.1. Физически обектът се реализира с аналогова моделираща система на фирмата HPS [1] под формата на борд, върху който се подреждат блокове с различни динамични функции. Тя се захранва от източник на постоянно напрежение ±15V.

Линейният диапазон на входните и изходните сигнали е ±10V.Връзката между отделните входове и изходи на блоковете се осъществява с помощта на проводници. Коефициентите на пропорционалност и времеконстантите са зададени произволно.

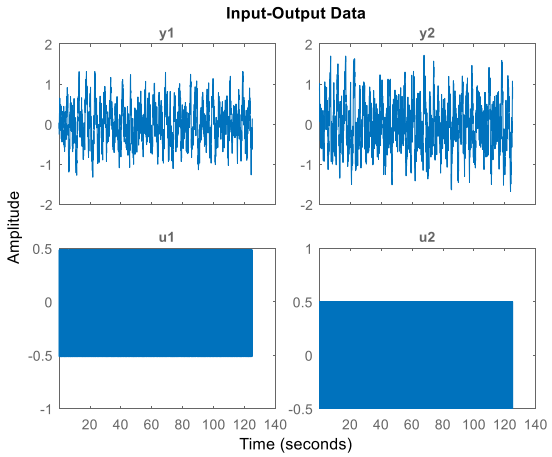


Фиг.1. Структурна схема на двумерния обект

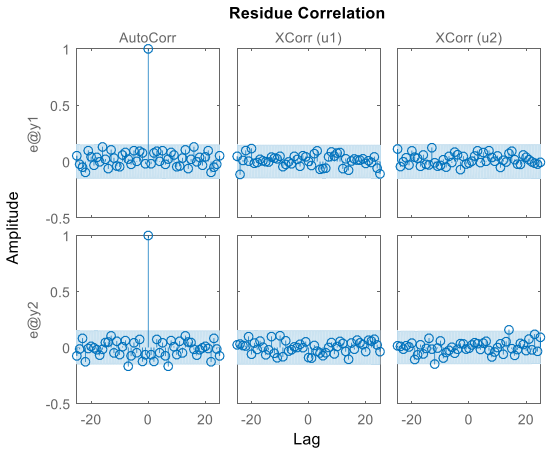
Проведен е идентификационен експеримент в отворен контур при който за осигуряване на постоянно възбуждане на обекта на двата му входа се подават взаимно некорелирани случайни двоични последователности с нива: $0.5V$ и $1.5V$ за първи вход; $1.5V$ и $2.5V$ за втори вход.

Измерените с такт на дискретизация $T_0 = 0.05s$ данни се центрират и се разделят на две извадки, които ще бъдат използвани за оценяване и валидация на модела.

Извадката за оценяване е показана на фиг.2.



Фиг.2. Входно-изходни данни за идентификация



Фиг.3. Корелационен тест на остатъчните грешки

За оценяването на модела на обекта се използва метод на предсказаната грешка за модели в пространство на състоянията [2], който е реализиран във функцията ***ssest*** на *System Identification Toolbox*. В резултат на оценяването е получен модел от вида

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Ke(k) \\ y(k) &= Cx(k) + e(k) \end{aligned}, \qquad (1)$$

където $y(k) = [y_1(k) \quad y_2(k)]^T$ е вектор на изходните сигнали, $u(k) = [u_1(k) \quad u_2(k)]^T$ - вектор с управляващите сигнали и $e(k) = \left[e_1(k) \quad e_2(k)\right]^T$ - вектор с остатъчните грешки. Получените за модела (1) матрици са:

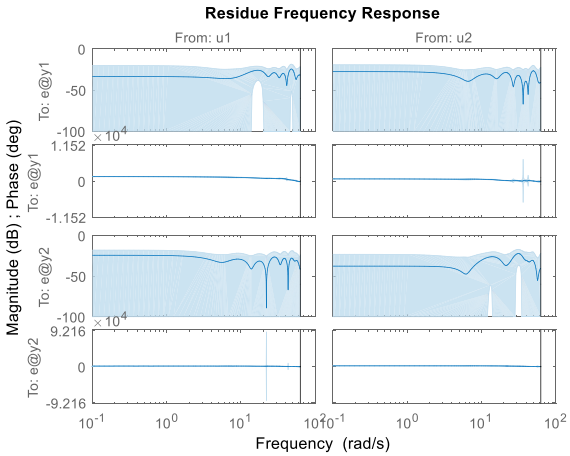
$$A = \begin{bmatrix} 0.8827 & -0.07915 & 0.01222 & -0.07701 \\ 0.06725 & 0.8975 & 0.09257 & 0.004242 \\ 0.1435 & 0.06957 & 0.8687 & 0.05017 \\ -0.07528 & 0.1467 & -0.06885 & 0.8521 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.00253 & -0.01819 \\ -0.01635 & -0.003845 \\ 0.01057 & 0.01243 \\ 0.01519 & -0.01057 \end{bmatrix},$$

$$K = \begin{bmatrix} 0.002814 & -0.01884 \\ -0.01711 & -0.004601 \\ 0.01819 & 0.004967 \\ 0.009457 & -0.00412 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 5.4 & -23.17 & 1.53 & 1.059 \\ -29.55 & 5.202 & 0.7781 & -1.232 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

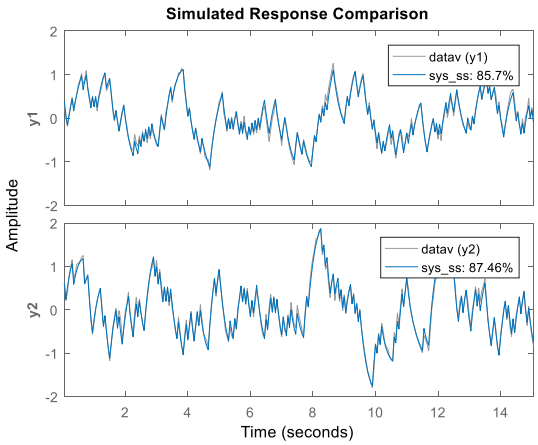
Извършена е валидация на модела (1) като на фиг.3 и фиг.4 са показани корелационен тест на остатъците във времевата и честотната области. На фиг.5 е показано сравнение между измерените изходни сигнали и изходите на модела.

От проведените тестове на остатъчната грешка се вижда, че получените оценки са неизместени.

Съвпадението от над 85% между изходните сигнали показва, че моделът достатъчно добре описва динамиката на обекта за управление.



Фиг.4. Входно-изходни данни за идентификация



Фиг.5. Корелационен тест на остатъчните грешки

3. ИЗВЕЖДАНЕ НА МОДЕЛ С НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ

Не е трудно на базата на оценения модел (1) да се изчисли остатъчната след идентификацията грешка $e(k)$. Оценката на ковариацията на $e(k)$ се определя от

$$M\left\{e^T e\right\} = \begin{bmatrix} \sigma^2_{e1} & 0 \\ 0 & \sigma^2_{e2} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

където дисперсията на i-тия остатък $\sigma^2_{e_i}$ се определя от

$$\sigma^2_{e_i} = \frac{1}{N-1}\sum_{k=1}^{N} e_i^2(k). \tag{3}$$

При неизместени оценки, оценените параметри имат ковариация

$$P_\theta = \sigma^2_{e_i}\left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\psi(k,\hat{\theta})\psi^T(k,\hat{\theta})\right]^{-1}, \tag{4}$$

където $\hat{\theta}_{40\times1}$ е вектор с оценените параметри (елементите на матриците A,B,C,K), а $\psi(k,\hat{\theta})_{40\times2}$ е матрица, чиито колони са градиентите на предсказаната грешка по отношение на параметрите θ при $\theta = \hat{\theta}$, т.е.

$$\psi(k,\hat{\theta})_{40\times i} = grad_\theta(y_i(k) - \hat{y}_i(k,\hat{\theta})), i = 1,2, \tag{5}$$

Предсказаният изход $\hat{y}(k,\hat{\theta})$ се получава от предиктора

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1,\hat{\theta}) &= A\hat{x}(k,\hat{\theta}) + Bu(k) + K(y(k) - C\hat{x}(k,\hat{\theta})) \\ \hat{y}(k,\hat{\theta}) &= C(\theta)\hat{x}(k,\hat{\theta}) \end{aligned} \tag{6}$$

Така стандартните отклонения на оценките на параметрите се определят от

$$\sigma_{\theta_u} = \sqrt{P_\theta(i,i)}, i = 1,2,...40. \tag{7}$$

Моделът (1) лесно се трансформира в предавателна матрица

$$W(z,\theta) = \left[C[zI - A]^{-1}B \quad C[zI - A]^{-1}K\right], \tag{8}$$

На базата на стандартните отклонения (7) и гаусовата формула за апроксимация [2], може да се изчислят стандартните отклонения $\Delta W_{ij}(e^{j\omega},\theta), i=1,2,\ j=1,2$ на отделните предавателни функции на предавателната матрица (8)

$$\Delta W_{ij}(e^{j\omega},\theta)=\sqrt{\frac{1}{N}W^{'}(e^{j\omega},\theta)^{T}P_{\theta}W^{'}(e^{j\omega},\theta)}, i=1,2,\ j=1,2, \tag{9}$$

където $W^{'}(e^{j\omega},\theta)$ е матрица с градиентите на елементите на (8) по отношение на параметрите θ. При условие че получените оценки на параметрите са неизместени следва, че с вероятност 0.997

$$W_o(e^{j\omega})\in\left[W(e^{j\omega},\theta)\pm 3\Delta W(e^{j\omega},\theta)\right], \tag{10}$$

където $W_o(e^{j\omega})$ е „истинската“ предавателна функция и

$$W(e^{j\omega},\theta)=\begin{bmatrix} W_{11}(e^{j\omega},\theta) & W_{12}(e^{j\omega},\theta)\\ W_{21}(e^{j\omega},\theta) & W_{22}(e^{j\omega},\theta)\end{bmatrix}, \Delta W(z,\theta)=\begin{bmatrix} \Delta W_{11}(e^{j\omega},\theta) & \Delta W_{12}(e^{j\omega},\theta)\\ \Delta W_{21}(e^{j\omega},\theta) & \Delta W_{22}(e^{j\omega},\theta)\end{bmatrix}$$

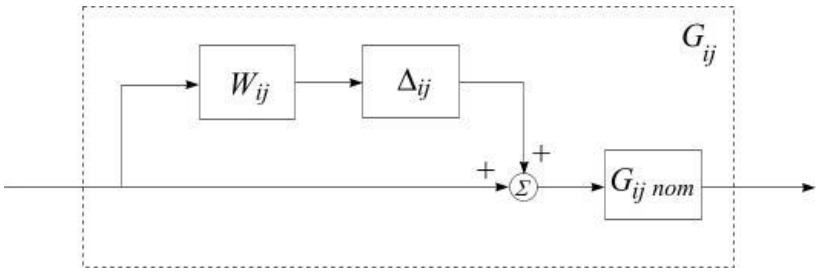
В MATLAB стандарните отклонения $\Delta W_{ij}(e^{j\omega},\theta)$ се получават под формата на непараметрични модели в честотната област. Тези модели трябва да се параметризират за да се получи модел с неопределеност, в който да се съдържа с вероятност клоняща към 1 „истинското“ описание на обекта. Предлага се да се използват неопределени модели с входна мултипликативна неопределеност, при което всяка една от предавателните функции в (1) се апроксимира с

$$G_{ij}(z)=G_{ijnom}(z)(1+\hat{W}_{ij}(z)\Delta_{ij}), i=1,2,\ j=1,2, \tag{11}$$

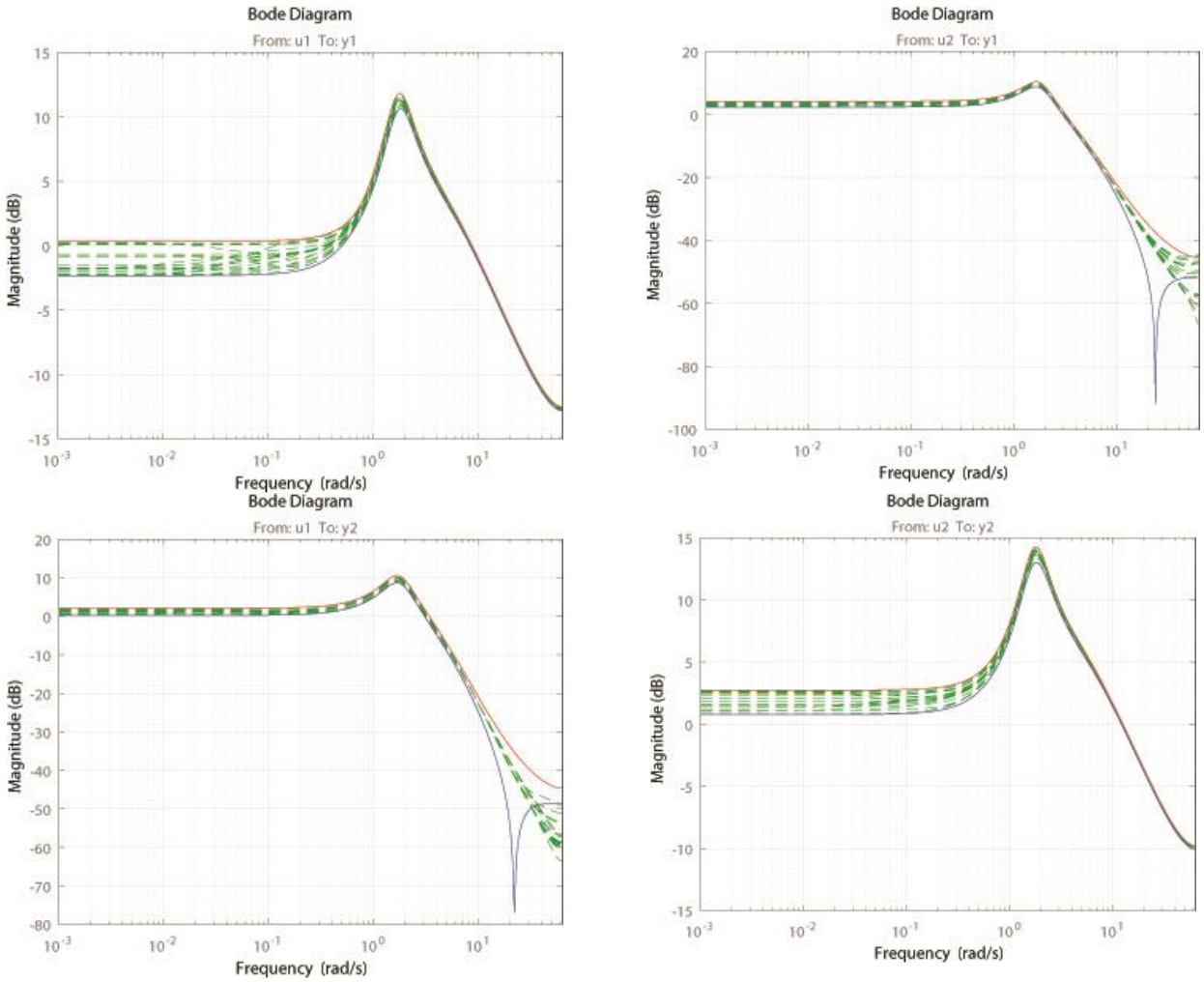
където $G_{ijnom}(z)=W_{ij}(z), \left|\Delta_{ij}\right|<1$ са неопределености, а $\hat{W}_{ij}(z)$ са тегловни филтри. Филтрите $\hat{W}_{ij}(z)$ се получават след апроксимация (параметризация) на непараметричните честотни модели

$$\frac{3\Delta W_{ij}(e^{j\omega})}{G_{ijnom}(e^{j\omega})}, i=1,2,\ j=1,2 \tag{12}$$

с устойчиви минималнофазови предавателни функции от подходящ ред. Трябва да се отбележи, че операцията деление в (12) се извършва поелементно върху всяка една от стойностите на непараметричните модели. Самата апроксимация се извършва с функцията ***fitmagfrd***. С увеличаване на реда на тези предавателни функции се увеличава точността на апроксимацията, но се увеличава и реда на неопределения модел на обекта. Така многомерният модел (11) може да се представи като входна мултипликативна неопределеност, като всеки елемент G_{ij} се представя както е показано на фиг.6. На фиг.7 са показани амплитудно-честотните характеристики на елементите G_{ij} заедно с техните долни и горни граници при 20 случайни стойности на нопределените параметри. Вижда се, че горната и долната граница на честотните характеристики апроксимират добре неопределеността в съответните елементи.



Фиг.6. Входен мултипликативен модел на елемент с неопределеност

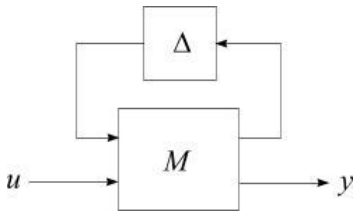


Фиг.7. Амплитудно-честотни характеристики на елементите на предавателната матрица на модела с неопределеност

Моделът (11) се представя във вид на горно линейно-дробно преобразуване, показано на фиг.8.

Предавателната матрица M се получава от предавателните функции $\hat{W}_{ij}(z)$ и $G_{ijnom}(z)$, а Δ е диагонална матрица, съдържаща неопределеностите Δ_{ij}.

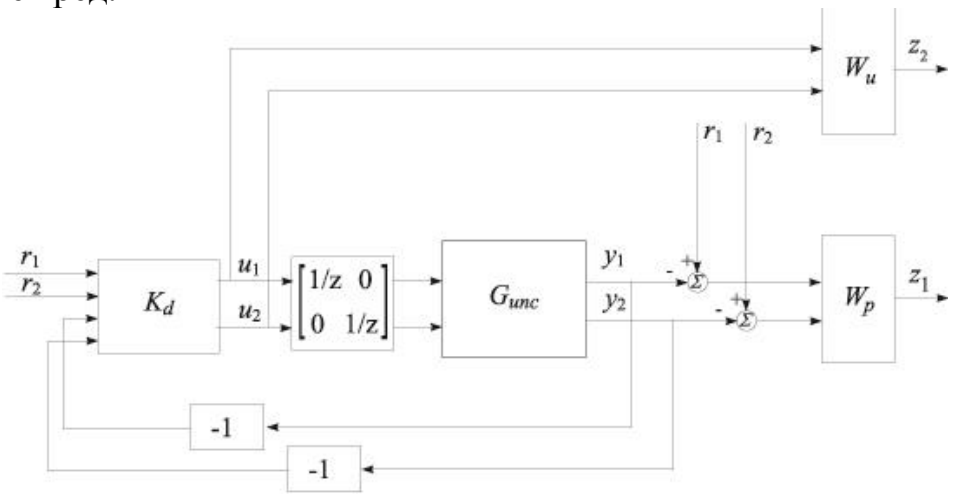
За конкретния двумерен обект реализацията на матрицата M в пространство на състоянията се получава от 120-ти ред, което води до затруднения при синтеза на управляващото устройство. Ето защо при синтеза се използва модел на обекта от намален ред, равен на 4.



Фиг.8. Горно линейно-дробно преобразуване на неопределния модел

4. СИНТЕЗ НА УПРАВЛЯВАЩО УСТРОЙСТВО

Структурната схема, използвана при синтеза на робастен регулатор е показана на фиг.9 [3]. Полученият неопределен модел на обекта е означен с G_{unc}, а търсения дискретен регулатор – с K_d .За постигане на по-добро качество на затворената система е синтезиран регулатор с две степени на свобода. Към модела на обекта е добавен един такт закъснение, с което се отчита динамиката на фиксатора от нулев ред.



Фиг.9. Структурна схема на затворената система

Управлението се определя от

$$u = [K_r \; K_y]\begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix}^T = K_r r + K_y y, \tag{13}$$

където $r = [r_1 \quad r_2]^T$ е заданието, K_r - предавателната матрица на предфилтъра и K_y е предавателната матрица на регулатора по изхода. Системата от фиг.9 се описва с

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p S_o G_{unc} K_r \\ W_u S_i K_r \end{bmatrix} r, \tag{14}$$

където $S_o = (I - G_{unc}K_y)^{-1}$ е предавателната матрица на изходната чувствителност, $S_i = (I - K_y G_{unc})^{-1}$ е предавателната матрица на входната чувствителност. Решава се задача за μ - синтез, като се търси управляващото устройство от уравнение (13), такова че да се удовлетвори следното условие:

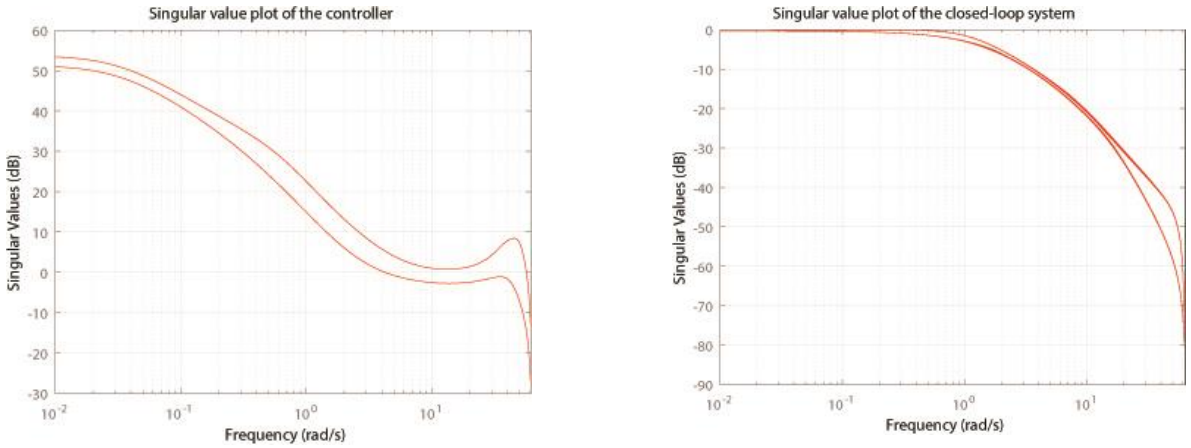
Робастно качество: Затворената система да е робастно устойчива и за всяка допустима G_{unc} да се удовлетворява условието за качество

$$\left\| \begin{matrix} W_p S_o G_{unc} K_r \\ W_u S_i K_r \end{matrix} \right\|_\infty < 1. \qquad (15)$$

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

$$W_p(p) = diag\left[\frac{0.5(p+1)}{1.5p+0.05}, \frac{0.5(p+1)}{1.5p+0.05}\right], W_u(p) = diag\left[\frac{0.04(0.01p+1)}{0.001p+1}, \frac{0.04(0.01p+1)}{0.001p+1}\right]$$

За синтеза на дискретен регулатор тегловните матрици се дискретизират с такт на дискретизация $0.05s$.μ-синтезът е извършен с MATLAB функцията ***dksyn*** [4]. След 6 итерации на процедурата се получава $\mu = 0.414$ при управляващо устройство от 16 ред. На фиг. 10 са показани сингулярните стойности на дискретното робастно управляващо устройство и сингулярните стойности на затворената система. Ширината на честотната лента на затворената ситема е около 1 rad/s.



Фиг.10. Сингулярни числа на регулатора и на затворената система

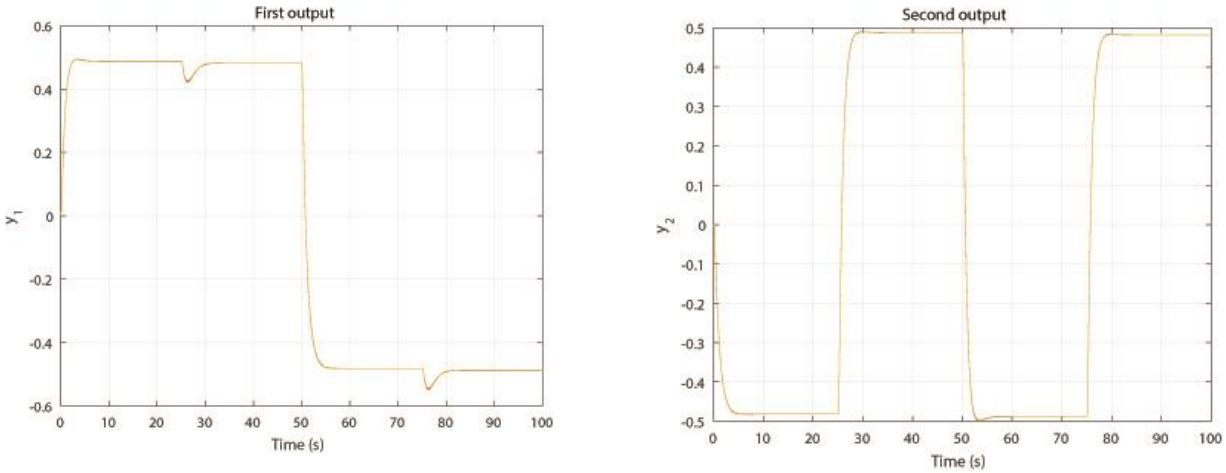
На фиг. 11 и фиг.12 са показани изходите и управляващите въздействия при 10 Монте Карло симулации на затворената система със стъпаловидни задаващи въздействия.

Вижда се, че за разлика от управляващите въздействия, изходите на системата остават непроменени при различните стойности на неопределеността в обекта.

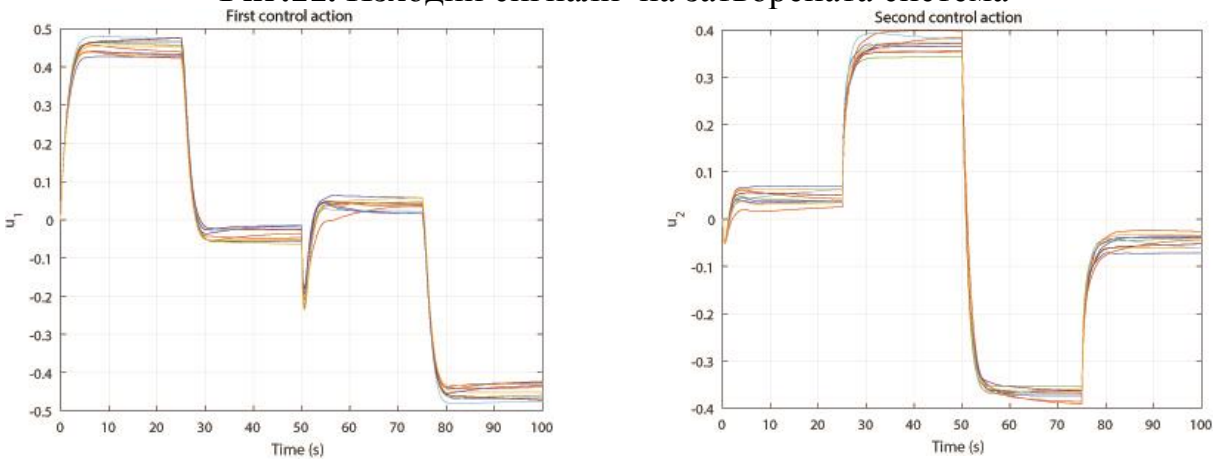
5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Синтезираният μ регулатор от 16 ред е използван във вградена система за управление на реалния аналогов обект.

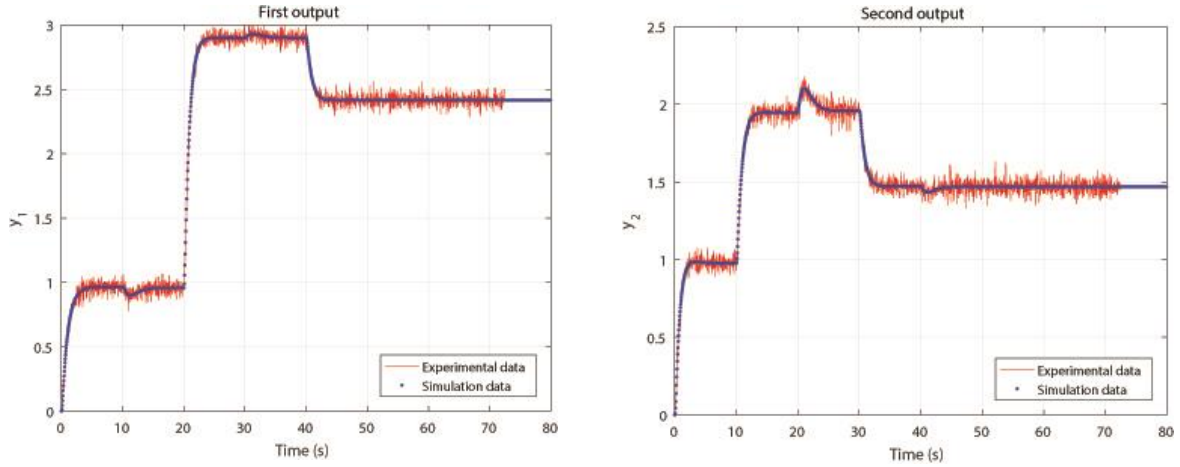
Регулаторът е вграден в управляващ кит Arduino Due, базиран на микропроцесор Atmel ATSAM3X8EAU [5].



Фиг.11. Изходни сигнали на затворената система

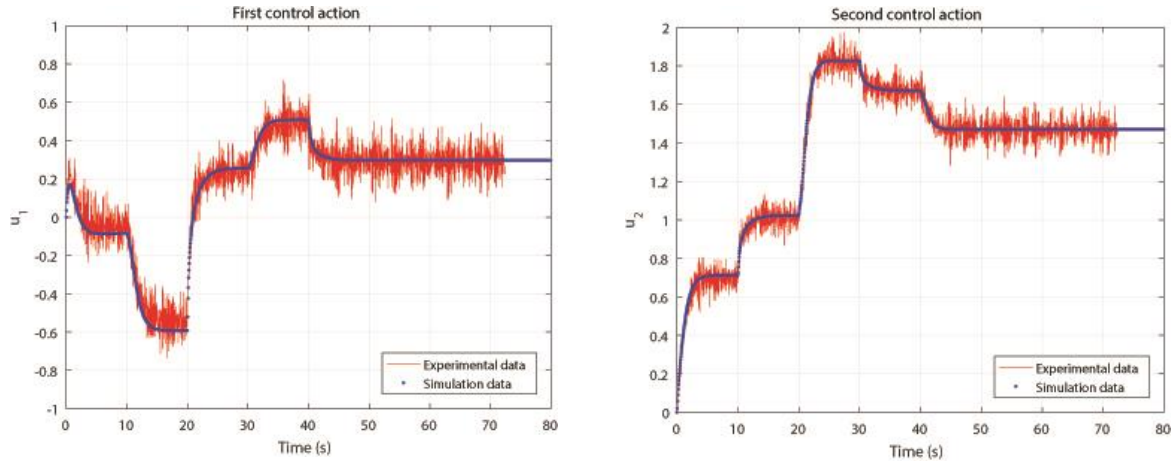


Фиг.12. Управляващи сигнали на затворената система



Фиг.13. Изходни сигнали на симулираната и реалната система за управление

Този кит разполага с 10-битови аналого-цифрови преобразутели и 12-битови цифро-аналогови преобразуватели. На фиг.13 и фиг.14 са показани изходните и управляващите сигнали, получени от експеримента и от симулацията на системата с μ регулатор. Вижда се отличното съвпадение между изходите от симулацията и реалната система. Реалните изходи са леко зашумени вследствие на случайни смущения и шумовете в аналого-цифровите преобразуватели. Както обикновено, управляващите въздействия на системата са значително по-зашумени в сравнение с изходите.



Фиг.14. Управляващи сигнали на симулираната и реалната система

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представен цялостния етап на проектиране на робстна вградена система за управление на многомерен обект, включващ идентификация на обекта, извеждане на неопределен модел, синтез на робастен регулатор и вграждане на регулатора в цифров процесор. Получените експериментални резултати показват добро съвпадение с резултатите от симулирането на затворената система.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *http://hps-systemtechnik.com/hps-board-line-2/control-engineering*

[2] Ljung L. *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Inc.,Englewood Cliffs, NJ, 2nd edition, 1999. ISBN 978-0136566953

[3] Petkov P., Slavov T., Kralev J. (2018), *Design of Embedded Robust Control Systems using MATLAB®/Simulink®*, IET Control, Robotics and Sensor Series 113. ISBN 978-1-78561-3330-2

[4] Gu D.-W., Petkov P., Konstantinov M. (2013) *Robust Control Design with MATLAB®, Second Edition.* Springer, London. ISBN 978-1-4471-4681-0, ISBN 978-1-4471-4682-7 (eBook)

[5] *https://www.arduino.cc/en/Guide/ArduinoDue*

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*, **Йордан Кралев**, гл.ас. д-р, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *jkralev@tu-sofia.bg.*; **Николай Николов**, студент, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *nokiki1@abv.bg*; **Петко Петков**, чл. кор. проф. дтн, катедра „Системи и управление“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, Българска академия на науките.

Постъпила на 18.04.2019 г. **Рецензент**: доц. д-р Андрей Йончев

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

MODELING AND SIMULATION OF INTERNAL PROCESSES IN A TECHNICAL SUPPORT DEPARTMENT

Andrey Yonchev, Elena Gurova

Abstract: *This paper considers the queuing processes modeling and validation simulated with the software package Arena. The first task is connected with making an overview of the specialized Poisson queues models and their steady-state measures of performance. The applications of the program environment Arena in queuing process modelling and simulation will be discussed. The main goal of this paper is to create a model for simulation of cases entering the technical support department. Arena software will be used to create a model of the job distribution to the different teams trying to reduce the errors, which appear in the process of working on cases. The design structure will be formulated and the used software tools, design blocks and diagrams will be presented. Then, the performed experiments and the obtained results will be discussed.*
Keywords: *Queuing systems, analysis, modeling, simulation, animation*

1. INTRODUCTION

Queuing theory was born in the early 1900s with the work of A. K. Erlang of the Copenhagen Telephone Company, who derived several important formulas for teletraffic engineering that today bear his name. The range of applications has grown to include not only telecommunications and computer science, but also manufacturing, air traffic control, military logistics and many other areas that involve service systems whose demands are random. Queuing theory is considered to be one of the standard methodologies of operations research and management science. The essence of queuing theory is that it takes into account the randomness of the arrival process and the randomness of the service process. A queue is a waiting line; queuing theory is the mathematical theory of waiting lines.

The queuing models describe a number of processes and situations which often occur in people's everyday practice. Queuing analysis reflects the stochastic nature of the arrivals and departures in the queuing systems [1], [2] and [3]. Customers wait to eat in restaurants, other "queue up" at the check-out counters in grocery stores, and some "line up" for service in post offices. And the waiting phenomenon is not an experience limited to human beings only: jobs wait to be processed on a machine, planes circle in stack before given permission to land at an airport, and cars stop at traffic lights. Each of the mentioned examples can be described with a state, in which objects get into – this is "waiting". The queuing models describe the stochastic nature of oc-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

currence of events and service time. Performance analysis of the queuing systems can be obtained using probability characteristics – average waiting time of entities in system and in queue, average number of entities in the system and in the queue. The estimation of these characteristics helps us in making a decision on changing the structure of the queuing system towards reducing the waiting time of the entities in the system. An analytical approach to compute the performance probability characteristics of the queuing systems in steady-state mode exists for particular types of queuing systems, which are described using Poisson flows.

The paper is aimed at modeling and simulation of internal processes in a technical support department. We also perform validation of the obtained theoretical and experimental results. In this paper we also reveal the capabilities of the software package *Arena* for modeling and simulation of queuing models.

The remainder of the paper is organized as follows. In Section 2 we shortly present the main characteristics of software package *Arena.* Section 3 gives some theoretical aspects of the queuing models. Section 4 presents modeling and simulation of particular queuing systems before we conclude in Section 5 with some final remarks.

2. MAIN CHARACTERISTICS OF THE SOFTWARE PACKAGE Arena

The software *Arena* is a graphically based package for modeling and simulation of discrete event systems in the theory of queuing systems – manufacturing, servicing, transport systems and etc. The graphical part of *Arena* allows the models to be easily built and animated. The program system *Arena* is a simulation package, based on the flow oriented simulation. It consists of representation of a real situation as a series of processes and delays, through which the entities pass [7]. Frequently the notion of work of a process is described using a diagram where using blocks and arrows the ongoing actions are presented (fig.1).

The entities to be served are generated from input flow resource, which can have limited or unlimited capacity. An important element of the package is the input analyzer, which gives the opportunity to manipulate experimental data and to define parameters of the obtained probability distribution [4], [5].

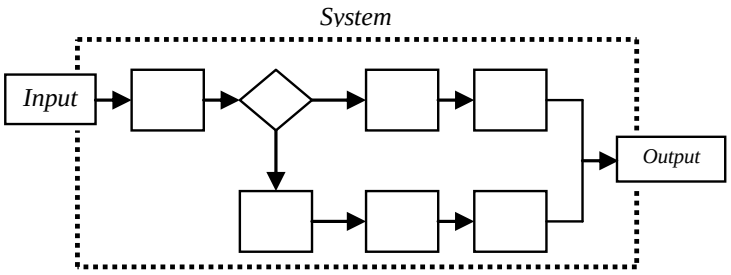


Figure 1. Principle of flow-oriented block structure of a queuing system

The software package *Arena* works under the operation system *Windows*. The main functional libraries of *Arena* are: *Basic Process*; *Advanced Process* и *Advanced Transfer*. More information about the considered package can be seen in [4].

3. QUEUING MODELS

In the queuing models the description of the input flow of entities and the duration of entity service notions from probability theory is used. In the queuing theory such notions are *distribution of time between successive entities* and *entity service time distribution.* The behavior of the input and the output flow of entities is the most important element in the queuing systems functional description. Other factors are also included in the analysis – service discipline, queue length, calling source. The arbitrary processes describing the input and the out flow in queuing models are denoted as pure birth and pure death processes, respectively. Most frequently it is accepted that the input and the output flow have a Poisson distribution [1]

$$p_n(t) = \frac{(\lambda t)^n e^{-\lambda t}}{n!}, \quad q_n(t) = \frac{(\mu t)^n e^{-\mu t}}{n!}, \tag{1}$$

here $p_n(t)$ is the probability that there are *n* entities in the system (in queue and in the service facility) for time period *t*, $q_n(t)$ is the probability *n* entities to leave the system for time period *t*, λ and μ are the rates of the input and the output flows. In the analysis of the time-invariant processes of the queuing systems some measures of performance. In the queuing models these steady-state probability characteristics in having *c* parallel servers can be calculated as follows [1]

- Average number of entities in the system

$$L_s = \sum_{n=0}^{\infty} n p_n , \tag{2}$$

- Average number of entities in the queue

$$L_q = \sum_{n=c}^{\infty} (n-c) p_n , \tag{3}$$

- Average waiting time of the entity in the system

$$W_s = W_q + \frac{1}{\mu} , \tag{4}$$

where $1/\mu$ is the average service time, and W_q - average waiting time of the entity in the queue. The following expressions are also valid

$$L_s = \lambda W_s , \; L_q = \lambda W_q . \tag{5}$$

$$L_s = L_q + \frac{\lambda}{\mu} . \tag{6}$$

The sequence of calculation of the measures of performance is the following

$$p_n \rightarrow L_s = \sum_{n=0}^{\infty} n p_n \rightarrow W_s = \frac{1}{\lambda} L_s \rightarrow W_q = W_s - \frac{1}{\mu} \rightarrow L_q = \lambda W_q . \tag{7}$$

There are cases when the input rate is λ, but not all entities can enter the system – due to the limited places in the queue. Then in order to compute the measures of performance the effective average arrival rate has to be calculated. It shows the amount of actually allowed entities in the system for unit time:

$$\lambda_{eff} = \mu (L_s - L_q) . \tag{8}$$

3.1. Model (M/M/1):(GD/∞/∞). The considered model is characterized with Poisson input and output flow, one server, general discipline and unlimited entities can enter the system [1]. A steady-state mode of this queuing system exists if $\rho<1$, where $\rho=\lambda/\mu$. The measures of performance of the considered system can be calculated as follows

$$L_s=\frac{\rho}{1-\rho},\quad L_q=\frac{\rho^2}{1-\rho} \tag{9}$$

$$W_s=\frac{1}{\mu(1-\rho)},\ W_q=\frac{\rho}{\mu(1-\rho)}\quad . \tag{10}$$

3.2. Model (M/M/1):(GD/N/∞). For this model the maximum number of entities, which can enter the system (entities in the queue and in the service facility) is *N*. As a result the effective average arrival rate of the incoming entities λ_{eff} is less than λ. The steady-state probability p_n for the considered model can be calculated as follows

$$p_n=\begin{cases}\left(\dfrac{1-\rho}{1-\rho^{N+1}}\right)\rho^n, \rho\neq 1\\ \dfrac{1}{N+1}, \rho=1\end{cases}, \tag{11}$$

where $\rho=\dfrac{\lambda}{\mu}$. Here it is not necessary for the parameter ρ to be less than one, as it is required in the model (*M/M/1*):(*GD/∞/∞*). The probability that an arriving entity can join the queue is

$$P\{n<N\}=1-p_N\ .$$

The measures of performance of the system are calculated as follows [1]

$$L_s=\begin{cases}\dfrac{\rho\{1-(N+1)\rho^N+N\rho N+1\}}{(1-\rho)(1-\rho^{N+1})}, \rho\neq 1\\ N/2, \rho=1\end{cases} \tag{12}$$

$$L_q=L_s-\frac{\lambda(1-p_N)}{\mu}, \tag{13}$$

$$W_q=\frac{L_q}{\lambda_{eff}},\qquad W_s=\frac{L_s}{\lambda_{eff}}\quad , \tag{14}$$

Where the effective arrival rate of the incoming entities is

$$\lambda_{eff}=\lambda(1-p_N)\ . \tag{15}$$

4. SIMULATION INVESTIGATIONS

Example 1. Using this example we show how the *Arena* [6] software can be successfully used in modeling, simulating, animating and validating results in queuing models considered in section 3.1.

In the first example under investigation there is one Level 1 Engineer who receives a case with a particular problem and solves it. A case occurs on an average every 4 minutes. The Level 1 Engineer is busy with each case on average of 3 minutes. When the problem or issue is solved by the Level 1 Engineer the case leaves the system. The basic information can be summarized in the following way:

- The time between arrivals is exponentially distributed;
- The average time for arrivals to occur is *4 minutes*;
- There is no limitation on the number of cases which can join the queue;
- The time needed to complete a service is 3 *minutes* on average;
- The initial time (the idle time) for the server is during *t=0*;
- The system should be analyzed by simulating the arrivals and service of cases for a total of *2 working weeks* (8 hours / day – 40 hours / week);

The simulation model of the system done with *Arena* is shown in fig.2.

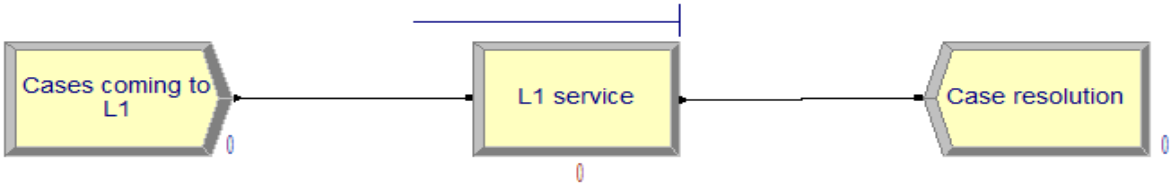


Figure 2. Validation model 1

The examined model considers the single-server (c=1) case (M/M/1):(GD/∞/∞), described by Poisson distributions of the arrival and departure rates. The theoretically calculated values of the operational characteristics of the queuing system according expressions (9) and (10) are shown in table 1.

Steady-state measures of performance – model *(M/M/1):(GD/∞/∞)* state

Table 1

Theoretical values	Wq	Ws	Lq	Ls
	0.15	0.2	2.25	3

Using simulation their corresponding values are shown in table 2. It is obvious that the computed steady-state measures of performance after simulation are close to the theoretical values.

Table 2

Steady-state measures of performance obtained by simulation for a total of 200 hours

Simulation Time [***h***]	[$\boldsymbol{Wq}$]	[$\boldsymbol{Ws}$]	[$\boldsymbol{Lq}$]	[$\boldsymbol{Ls}$]
40	0.1224	0.1721	1.8549	2.6075
80	0.1552	0.2044	2.4057	3.1689
120	0.2320	0.2821	3.6337	4.4176
160	0.2117	0.2622	3.2516	4.0254
200	0.1994	0.2498	3.0727	3.8487

Example 2. Using this example we show how the *Arena* software can be successfully used in modeling, simulating, animating and validating results in queuing models considered in section 3.2. The second example under investigation is again about the internal processes of the support department. A case coming for L1 engineer enters the system on average of 30 minutes. There is an available Level 1 Engineer, he can work only on one case at a time and he needs about 20 minutes to solve the issue. Due to the fact that the L1 engineer can observe only one case at a time and let's say that no more than 5 awaiting cases can enter the system. When one case is solved, it leaves the system and another case can enter.

The basic information for the functioning of the system can be written out:

- The time between arrivals is based on a probability distribution of $\lambda = 2$ cases per hour;
- Arrivals occur once every 30 minutes;
- There is a limit on the number of cases who can wait in the queue to be processed – maximum queue length is 5 cases;
- The time needed to solve an issue is estimated to be 20 minutes on average - hence the departure rate is determined: $\mu = 3$ cases per hour;
- The initial time (the idle time) for the server is during t=0;
- The system should be analyzed by simulating the arrival and service of cases for 120, 240, 360– a total of 9 working weeks (8 hours / day – 40 hours / week)

In fig. 2 is presented the simulation model of type $(M/M/1):(GD/N/\infty)$ with limited size of the queue.

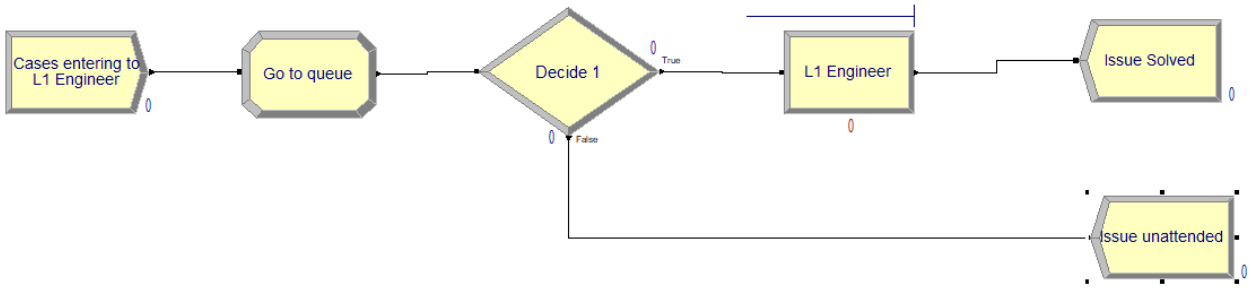


Figure 2. Validation model 2

The theoretical and simulation results using *Arena* are shown on tables 3 and 4 respectively.

Table 3

Theoretical values	Wq	Ws	Lq	Ls
	0.877	1.211	1.134	1.564

Table 4

Simulation Time [$\boldsymbol{h}$]	[$\boldsymbol{Wq}$]	[$\boldsymbol{Ws}$]	[$\boldsymbol{Lq}$]	[$\boldsymbol{Ls}$]
60	0.6318	0.9595	1.1057	1.7911
120	0.5492	0.8556	1.0024	1.6470
240	0.5498	0.8552	1.0516	1.7082
360	0.5530	0.8569	1.1191	1.7967
480	0.5714	0.8729	1.1619	1.8500
1000	0.5085	0.8188	1.0253	1.7008

Example 3. In this example we will consider modeling and simulation of the Technical Support Department in an IT company using the software package Arena.
The Technical Support Department is represented by various different Teams supporting different specific products. The Head of the Team is a Manager who leads the employees through processes and work handling. Aim is to provide best quality service to end customer in the means of specific work demanded from the Team. The type of technical support which is to be examined in this paper is a multi-tiered technical support. Technical support is often subdivided into tiers, or levels, in order to better serve a business or customer base. In the company that is to be observed the technical support department contains five primary tiers each of them responsible for the perfect work flow as it follows: Dispatch, Level 1 (L1), Level 2 (L2), Level 3 (L3), Level 4 (L4).

- Dispatch:

This global resource is navigating the case entry, and is responsible for whole delivery process about delegating a technician on site or just sent the part for the Customer to get replaced it by his side.

- Level 1

Level 1 (L1) is the initial support level responsible for basic customer issues.

- Level 2

Level 2 (L2) is a more in-depth technical support level than L1 and therefore costs more as the technicians are more experienced and knowledgeable on a particular product or service.

- Level 3

Level 3 (L3) is the highest level of support in a three-tiered technical support model responsible for handling the most difficult or advanced problems.

- Level 4

As observed in various companies L4 does not necessarily exist. While not universally used, a fourth level often represents an escalation point beyond the organization – high end level of services. Level 4 (L4) is generally a hardware or software vendor.

The Team Manager has presented the following information regarding the input flow of Cases to be investigated, served and prioritized.

- Total case volume – 669 units
- Case is logged around every 20 minutes
- Case volume based on priority: P1: 163 , P2: 48, P3: 458

It is known that issue appears around every 20 minutes. Which means that cases enter the system 20 minutes on average. This means that the arrival rate is a random distribution with mean value 20 minutes. One case arrives at a time and the maximum number of arrivals in this situation is known and equals 669. Once the arrival rate is set, next step is to login the issue in the system as a ‘‘case’’. As mentioned before 4 types of login are used by the means of decide block set by given percentages of the

whole case login volume. The types of login are attached to the entity using assign blocks.

When a problem is received through one of the four described ways described above, a special prioritization takes place. There are 3 types of priority – Priority 1 (1-Critical-Down), Priority 2 (2-Critical-Degraded), Priority 3 (3-Normal). Priorities are attached to the case depending on the severity of the issue. Once received in Level 1 Engineer's queue cases with highest priority are handled prior. Priority might be raised or lowered based on Level 1 professional perception. No matter the priority each of the cases go into Level 1 Service. In our Arena model this prioritization is accomplished through a Decide Module. Percentages are set as per the data: P1: 163, P2: 48, P3: 458

where P1+P2+P3=669/100=6.69,

therefore: P1=163/6.69=24%, P2=48/6.69=7%, P3=458/6.69=69%.

The results of the simulation ate presented in table 5. The parameters of interest which are listed in the table are the average waiting time in the queue, the average waiting time in the system, and count entities entered the system and number of entities left the system, the instantaneous utilization of the resources, and the number of busy resources.

When build into *Arena* the model of the Technical Support Department is shown in fig. 3.

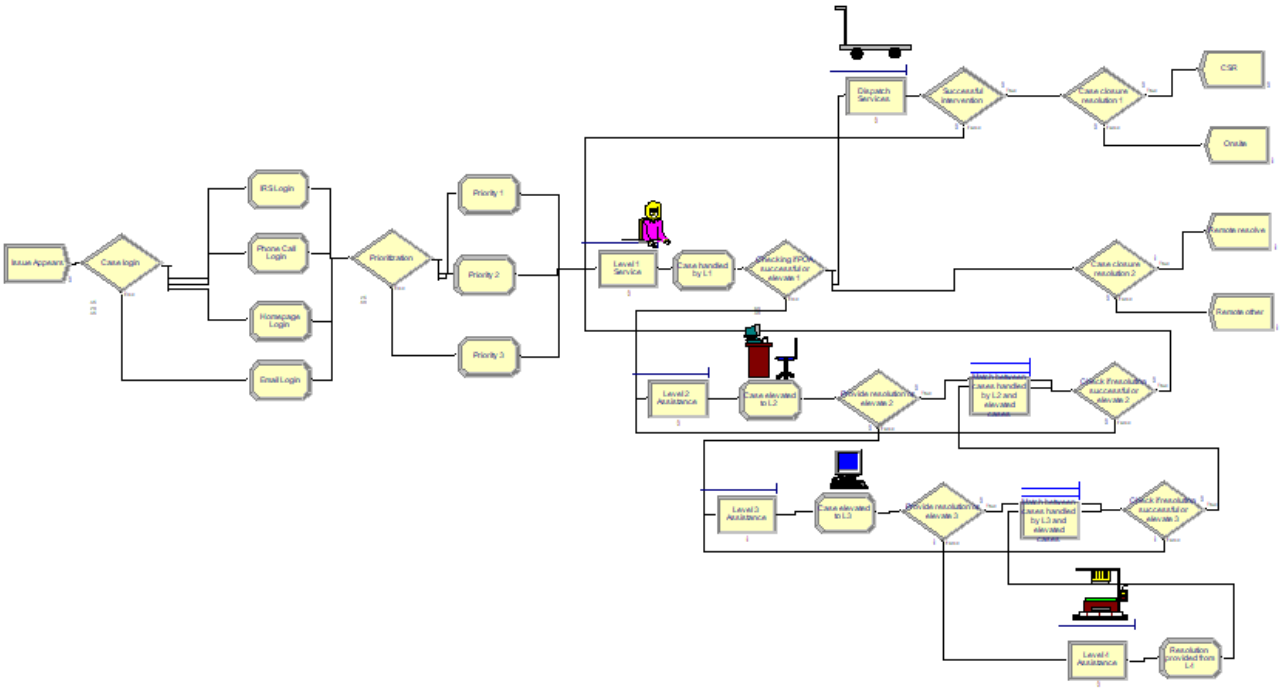


Figure 3. Simulation model of the Technical Support Department

The results from the simulations are presented in table 5.

Table 5

Simulation time, [h]		Average waiting time in the queue, W_q	Average waiting time in the system, W_s	Average number of issues in the system	
80	Dispatch	0.0018	0.0002	244	204
	Level 1 Service	0.0212	0.0013		
	Level 2 Service	0	0.0008		
	Level 3 Service	0	0.0005		
	Level 4 Service	0	0		
120	Dispatch	0.0021	0.0001	387	315
	Level 1 Service	0.0278	0.0011		
	Level 2 Service	0	0		
	Level 3 Service	0	0		
180	Dispatch	0.0018	0.0002	565	445
	Level 1 Service	0.0212	0.0013		
	Level 2 Service	0.0011	0.0008		
	Level 3 Service	0	0		

As observed from the contaminated results, the change in the values for the different simulation times is very small. Results are close to each other. This is due to the process of work itself. Each case has different complexity, there are cases moving around system, taking months so that issue be solved. This by some means is due to the fact that at one point where action plan is provided or resolution achieved case is thrown back to L1.

5. CONCLUSION

The application of the software package *Arena* in modeling, simulating, animating and validating theoretical and experimental results in queuing systems models is considered. Some of the existing queuing models are discussed, for them the steady-state measures of performance are obtained. Such systems are modeled and simulated with *Arena*. The steady-state measures of performance of the investigated systems, computed using simulations, are compared to those calculated theoretically. Three different queuing systems related to Technical Support Departments were modeled, simulated and their performance investigated.

REFERENCES

[1] H. A. Taha, ***Operation Research. An Introduction***, Eighth edit., MacMillan Publ. Comp., NY, 2006.

[2] Г. Гатев, ***Изследване на операциите. Вземане на решение при определеност,*** Изд. ТУ , 2002.

[3] G., Gatev, ***Production and Operation Management,*** Lectures, 2004.

[4] ***Arena usr's guide,*** Supersedes Publication Arena. ARENA – UN00C-EN-P, Allen Bradley, Rockwell Software, November 2007

[5] Verbraeck, A. J. Beerens et al., ***Arena Handbook, Delft UT,*** Delft, 2002

[6] ***Computer Labs in Arena, Economic Information Systems,*** Department of Information and Computer Science, Lincöping University, Lincöping, 2006.

[7] Chung, A. Christopher, ***Simulation Modeling Handbook. A practical Approach,*** CRC Press LLC, 2004

Authors: Andrey Yonchev, Assoc. Prof. PhD at the Department of Systems and Control, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *ayonchev@tu-sofia.bg ;* **Elena Gurova**, master student at ELFE, Technical University of Sofia,

Received 23.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Teofana Puleva

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

INTERACTIVE EDUCATION WEB-BASED PLATFORM FOR THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING RELATED TOPICS

Atanas Yanev, Atanas Chervenkov

Abstract: *The paper represents web-based educational platform, which delivers resources and theoretical electrical engineering related topics. The platform allows easily access by everyone because of its web-based nature. The system is based on top of the free open source software which makes its development efficient and time reduced significantly. The purpose of this interactive educational web-based platform is to provide a variety of significant, quality, and understandable content. Architecture of the platform is scalable and extendable. The article describes theoretical underpinnings, features, architecture, implementation of particular platform, and the application results.*
Keywords: *Education platform, Learning platform, Interactive platform, Electrical engineering platform, web-based education*

1. INTRODUCTION

In recent years, Information and Communication Technology (ICT) and multimedia technology have increasingly altered the landscape of the educational field particularly in higher education. The revolution in the ICT arena has produced a new age of digitalism, which uses digital media as a way to learn and communicate with each other through a method known as online learning.

Nowadays, several tools can promote knowledge and learning, many practices were improved, such as audiovisual resources that were once closely tied to the television and video.

Among the main features of e-learning platforms we can refer to the flexibility, accessibility, focusing on the student, the economy or rationalization of resources, interactivity and enhancement of the student [1].

With the rapid advancement of information and communication technology, almost all of the higher education institutions and schools have equipped themselves with new technological tools.

The use of multimedia or multiple digital media elements in online education is becoming an emerging trend in the communication of educational information. Multimedia "provides a means to supplement a presenter's efforts to garner attention, increase retention, improve comprehension, and to bring an audience into agreement".

The advancement of information media and the convenience of the Internet have fostered the growth of web- based instruction, interactive functions, and resources avail-

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

able for learners to engage in interaction, learning, discussion, and access without time and geographic constraints. In design practice, the integration of
computer technology has allowed designers to practice with consistency and innovation design approaches that were long believed to be possible only through the use of traditional tools or simulated hand-made physical objects, and ways in which humans communicate have been improved. Hence, web-based instruction is essential for design education [2].

It is important to acknowledge the fact that students have become more sophisticated in terms of the IT and internet "consumption" and as such can process learning differently through constant exchange of information and discussion.

Students are growing up immersed in digital media which they use for entertainment, communication, learning, and even shopping. Since web logs are a new form of technology and users are doubtful about its successful adaptation, the attitudes and intentions of writing web logs are shaped before initiating efforts begin. In order to make good use of the latest technological advances associated with ICTs, these technologies need to be integrated into teaching practice. This would facilitate the development of innovative modalities that would enable educational institutions to better cater to the needs of the diverse types of students in today's university environment.

Online learning materials, from a student's viewpoint, can be treated as a sequence of webpages. A webpage, of course can contains multimedia elements, hyperlinks and animation. In our methodology, we address three issues that we consider central to producing a flexible and easy to use multimedia content management system:

1. Remote Access - It must provide an effective collaboration interface.
2. Easy to Use - It should be relatively straightforward to produce interactive and personalized educational online notes from the digital archive of educational materials.
3. Maintenance and cost – Maintenance of the software should be without much effort and resources. Expenses should be reduced as much as possible.

Web logs provide opportunities for people to publish their thoughts, opinions and feelings in an online environment. There is no need for special technological skills to develop, update and publish entries while using web logs. Web logs generally share the following features: individual ownership, posted updates displayed in reverse chronological order and the archival of old articles.

Web logs have some features that distinguish it from a web page It allows for easy creation of a page, easy filtering of content for presentation by date or category, and it allows the web log creator to invite and add other authors to the web log. The technological and functional features of web logs allow them to be used for different purposes (reflective thinking, collaboration, interactivity, etc.) as an educational tool [3].

Web-based education has become the cheaper and superior printed book of the modern era.

For the purpose of this paper a web log has been developed and set up, which named "TEE", accessible on the following URL https://tee.ayanev.eu

2. FEATURES

The application uses lightweight markup language - markdown for the con-tent creation.

Different features are integrate, that fulfill the need of the platform, such as math syntax support, drawing charts, diagrams, code snippets, and inserting images.

Markdown itself support syntax for creating – Headings, Bolded text, Italic text, Links, Ordered Lists, Unordered lists, Blockquote, Tables and Footnotes.

The content of the web-based platform can be browse by categories and keywords.

On the bottom of each article, the platform suggest relevat article to be read.

The math support is done by the help of the Mathjax JS and LaTeX which supports latex style syntax, an example is shown below.

LaTeX style math typsetting with KaTeX

```
{{< raw >}}
\[u(t) = K_p e(t) + K_i \int_{0}^{t} e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \]
{{< /raw >}}
```

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Fig. 1 Example of math syntax

Digaram support is done by Mermaid JS, an example of Basic flowchart is shown below.

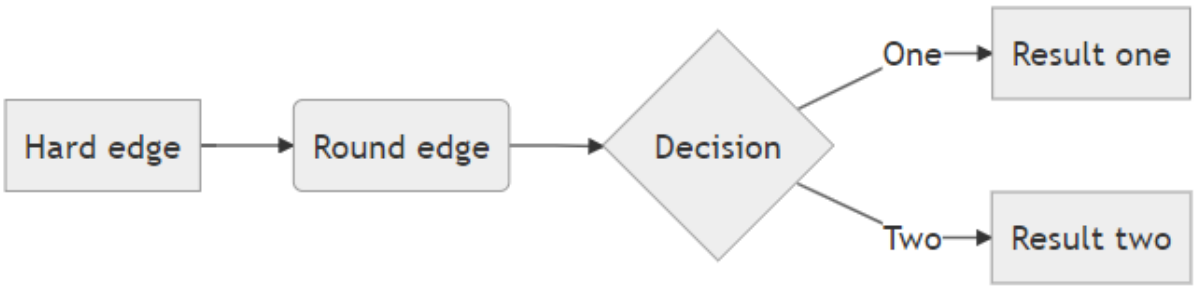


Fig. 2 Diagram support with Mermaid JS

Code syntax is supported by the highlight js, the figure below show a code snippet written in markdown and its render from the applications.

````
```javascript
var s = "JavaScript syntax highlighting";
alert(s);
```
````

```javascript
var s = "JavaScript syntax highlighting";
alert(s);
```

Fig. 3 Code syntax support with highlight js

3. ARCHITECTURE

Designers of online learning systems have an enormous variety of software tools and learning resources at their disposal.

Unfortunately, the wide variety of software tools available from many different vendors are not able to share learning resources and interoperate with each other.

Nowadays, Web-based education research efforts are focused into the standardization of learning metadata schemas, course structures and software interfaces to provide interoperability between applications and learning resources.

This would allow both instructors to reuse learning resources and developers to reuse educational software.

Software reuse is one of the most outstanding research topics in Software Engineering. One of the current trends in this field is the component-based approach. Software reuse allows programmers to focus their efforts in their specific business logic.

The application is build on top of the Hugo [4]. Hugo is one of the most popular open-source static site generators (SSG), with its amazing speed and flexibility.

Improved performance, security and ease of use are just a few of the reasons static site generators are so appealing. The purpose of website generators is to render content into HTML files. Most are “dynamic site generators.”, which means it is possible to review the files locally before copying them to the computer hosting the HTTP server.

A large pool of different open source themes are written for hugo. The application uses a modified version of theme called aether.

The content of the topics is written by markdown markup language.

There are many third party solutions with user interface for content creating, such as forestry.io, instead of writing markdown.

The application uses a GitHub repository for the source code files and GitHub Pages for deployment [5].

A custom shell script is used for deployment, but this process can be optimized further more with continuous integration and continuous delivery (CI CD).

4. APPLICATION

The application design is responsive.

That make its look nice eather desktop and mobile version. Next figures describes how the web platform looks.

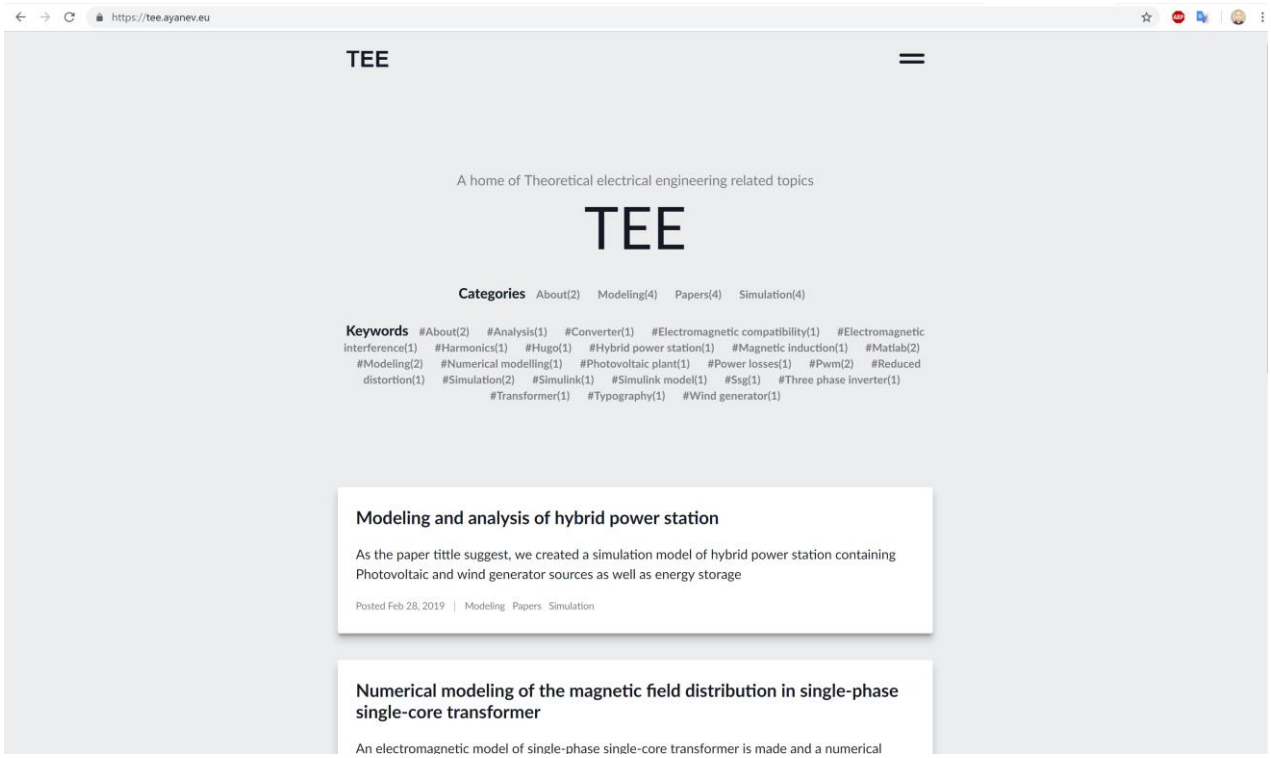


Fig. 4 Home page of the application

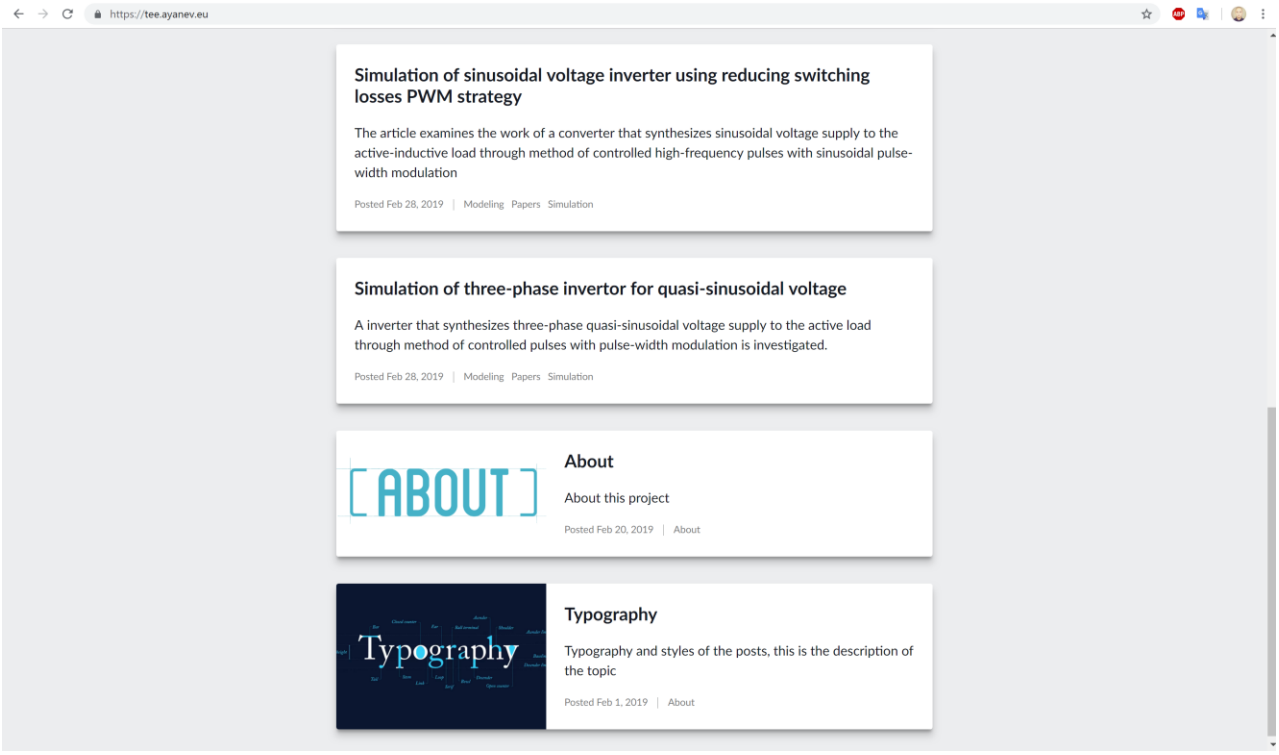


Fig. 5 Application list of the articles

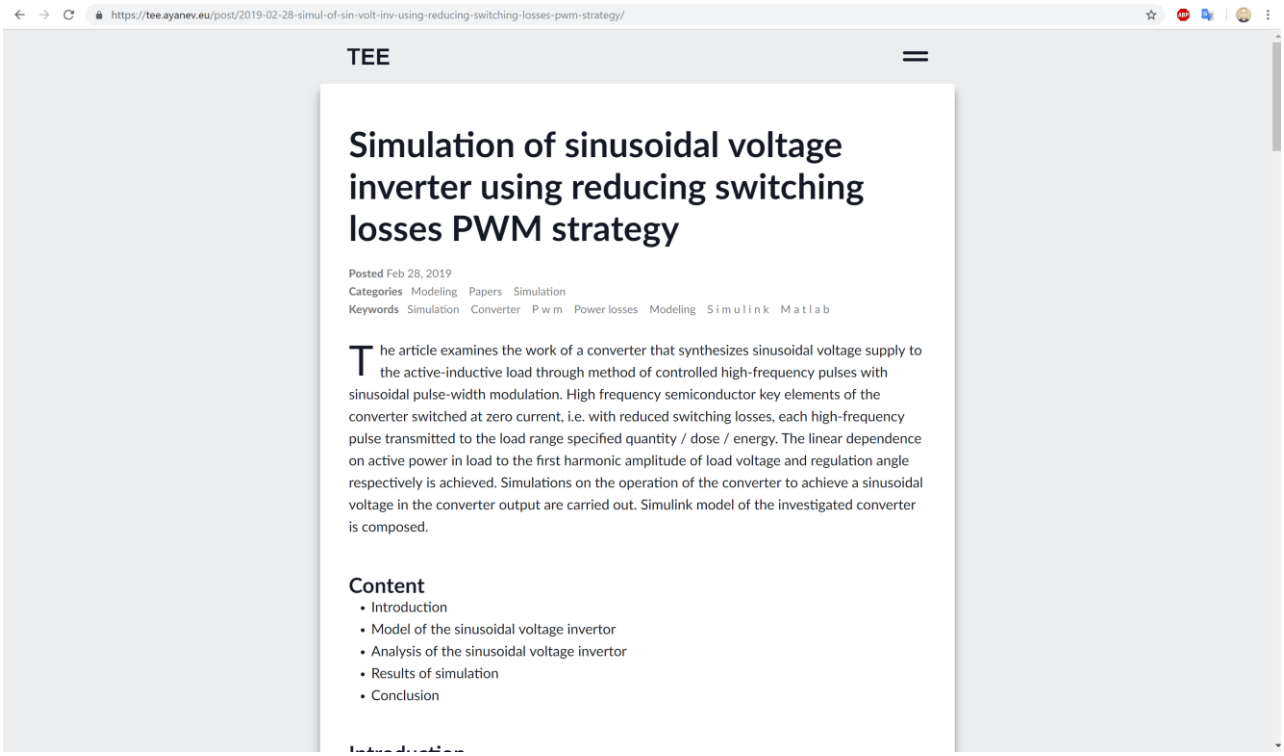


Fig. 6 Example of article content.

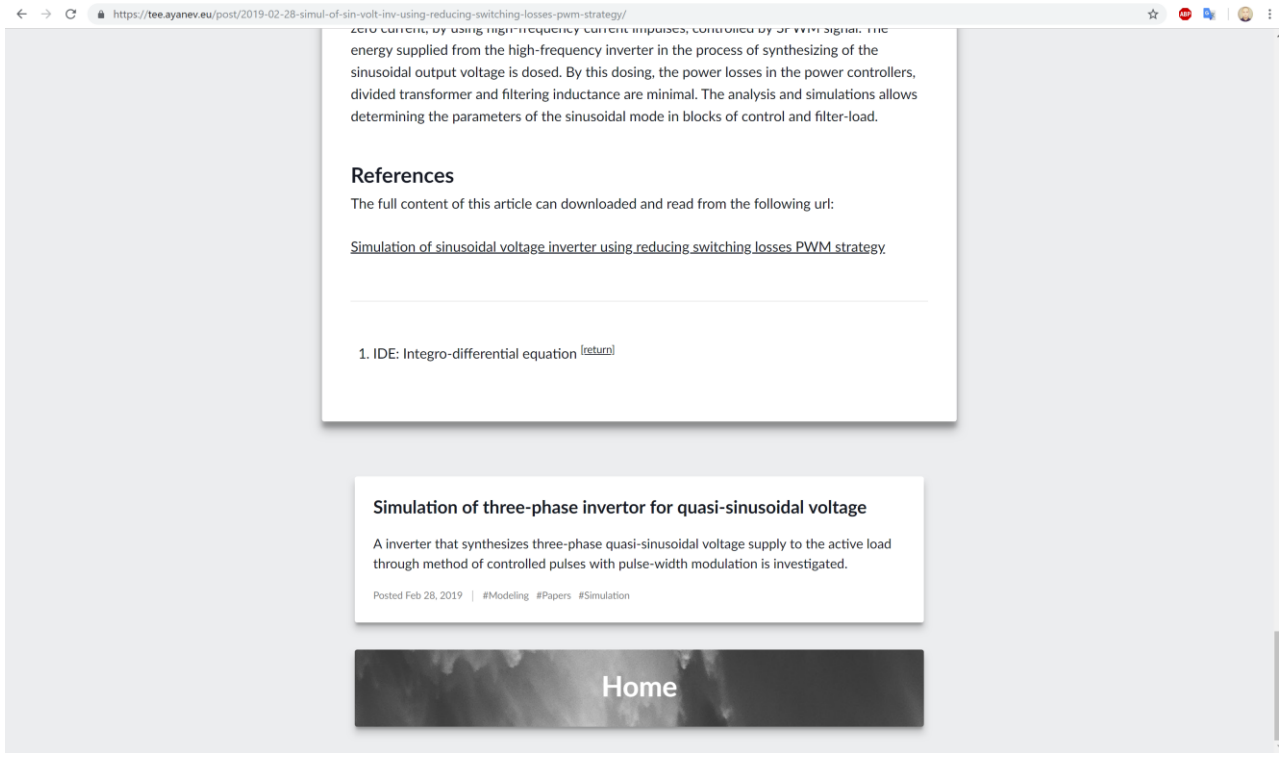


Fig. 7 Example content, botton of the article.

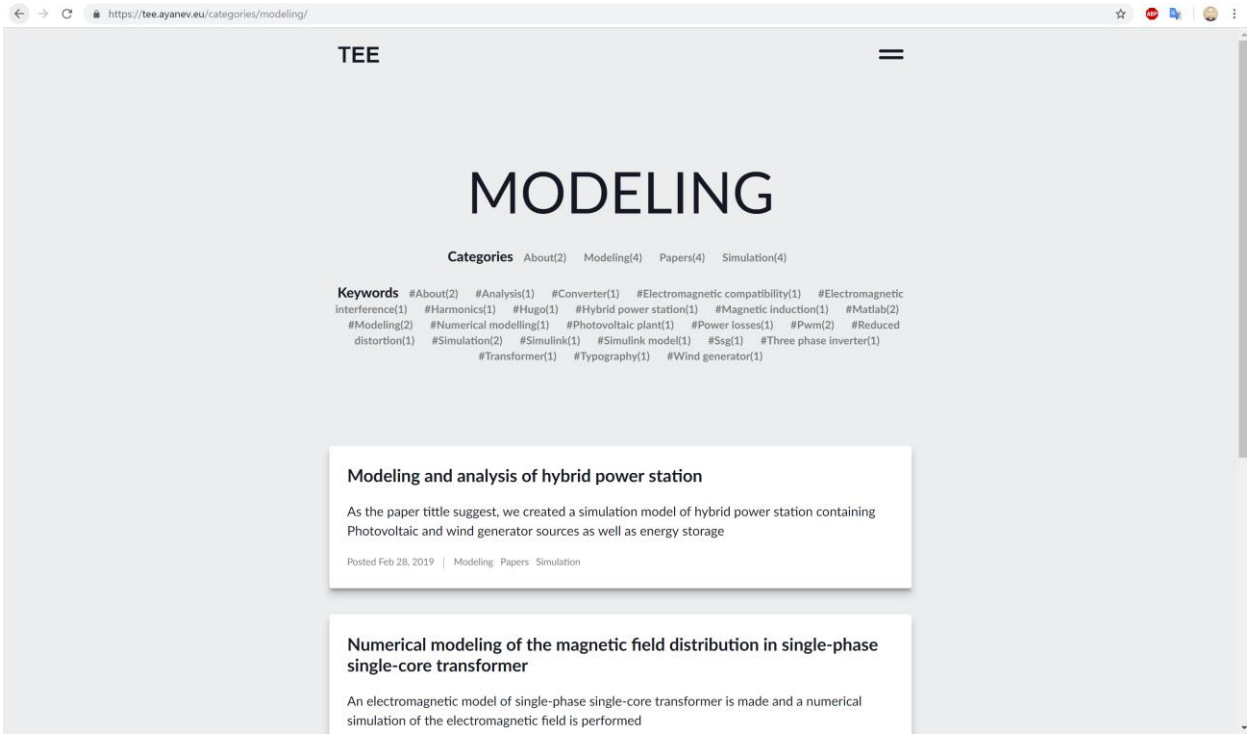


Fig. 8 List of articles associated with “MODELING” category

The fallowing figurates show the application used from mobile device

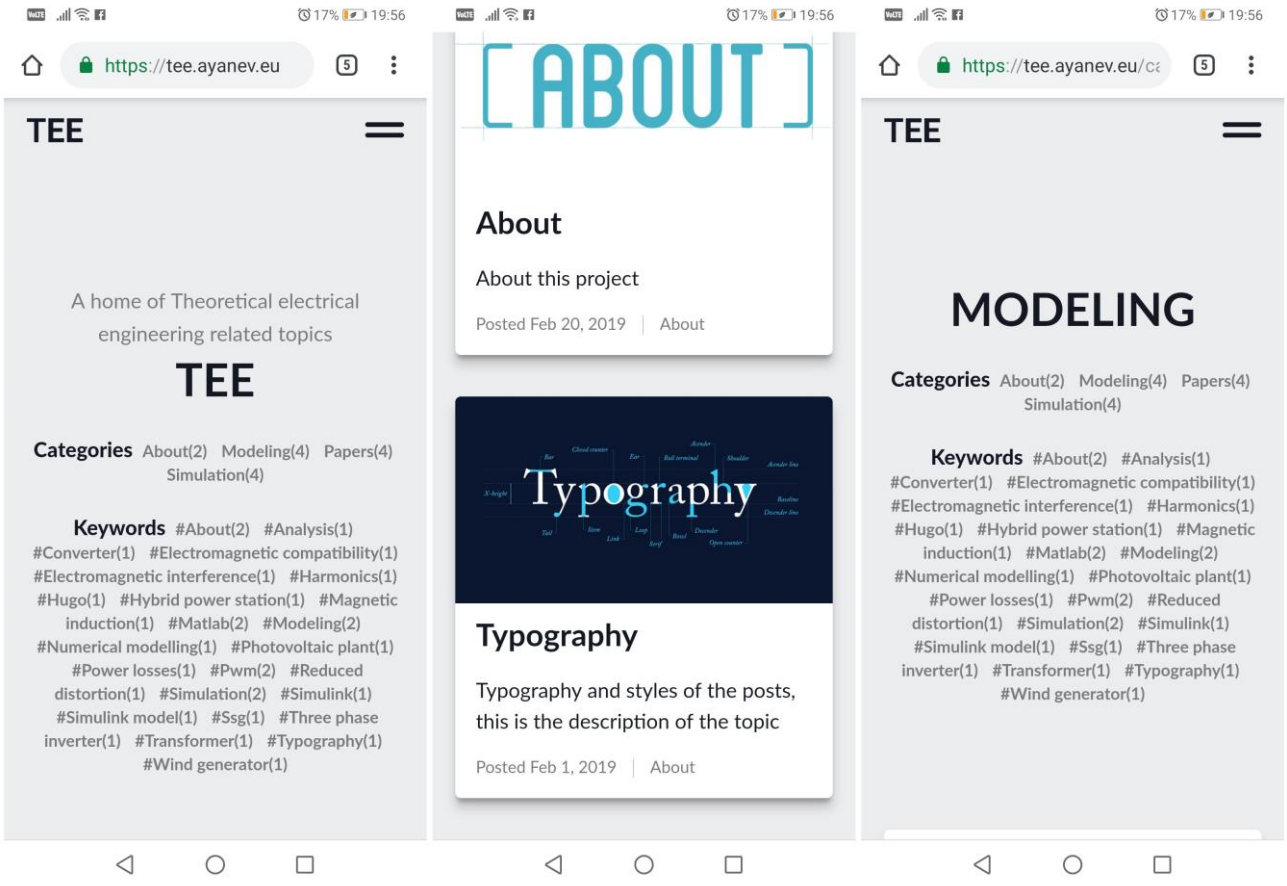


Fig. 9 Responsive mobile design. Home pages and selected cagerogy page

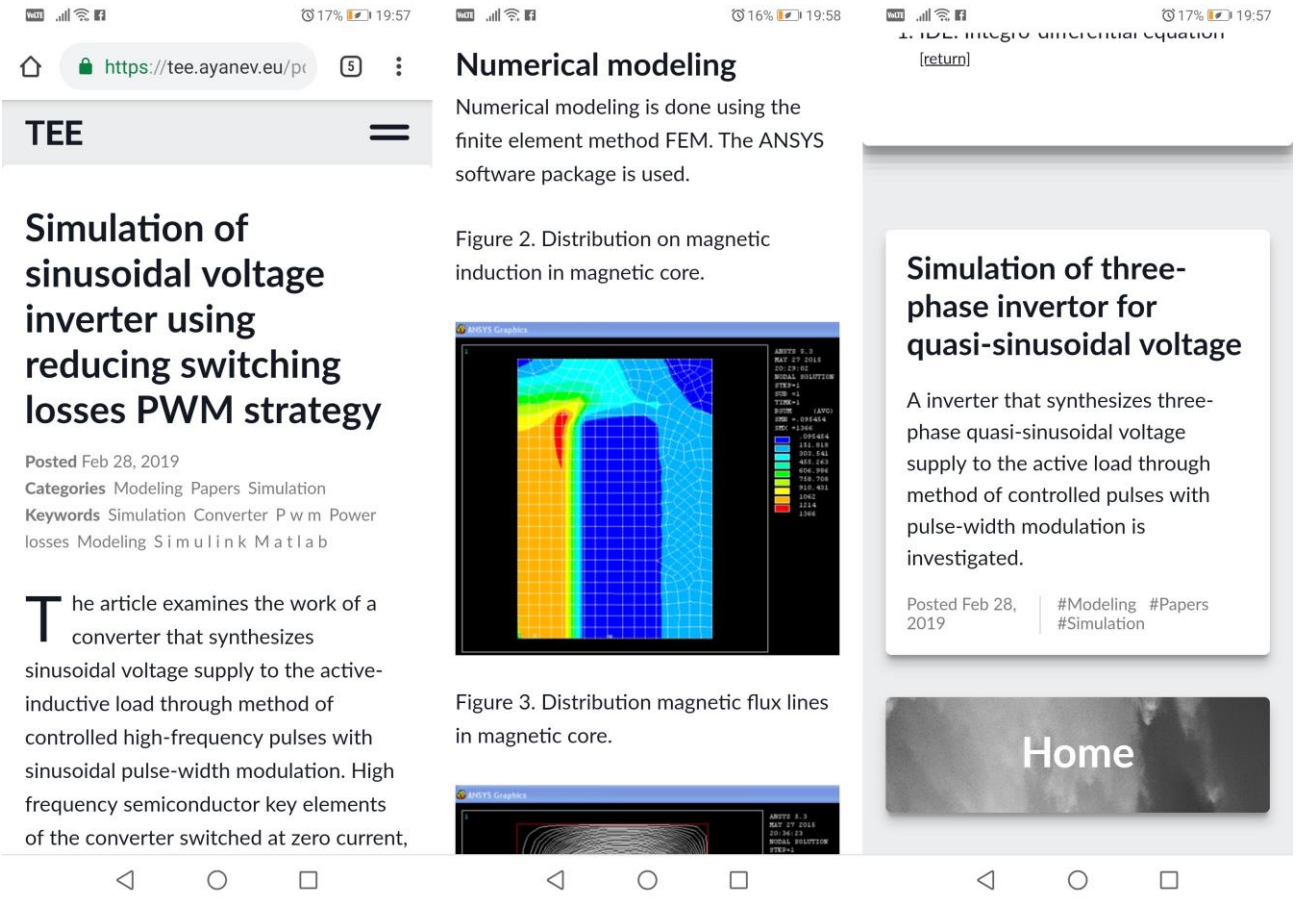


Fig. 10 Responsive mobile design. An example of article content

5. CONCLUSION

The Interactive education web-based platform for theoretical electrical engineering related topics and resources is created.

The platform provides easily use by the end clients and the contributors (authors) of the content.

The required recourses for deploying, hosting and keeping live the system are free.

The system is responsive and accessible by most used devices on the following URL *https://tee.ayanev.eu*

REFERENCES

[1] A. Lopes. Teaching with Moodle in Higher Education. Proceedings of EDULEARN14 Conference, Barcelona, 7th-9th July 2014.

[2] Hsu, Che Mei. The Construction of a Web-Based Learning Platform from the Perspective of Computer Support for Collaborative Design. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol.3 No.4 3(4):44-67, October 2013.

[3] E. Kiliç, İ. Gökdaş. Learning through Blogging: Use of Blogs to Enhance the Perceived Learning of Pre-service ICT Teachers. Educational Consultancy and Research Center, Educational Sciences: Theory & Practice 14(3) 1169-1177, 2014.

[4] Hugo documentation, https://gohugo.io/documentation/

[5] GitHub, https://github.com/, https://help.github.com/en

Authors: Atanas Yanev, PhD student, Department of Theoretical Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *atanas.yanew@gmail.com*; **Atanas Chervenkov**, Assoc. Prof., PhD, Department of Theoretical Electrical Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *acher@tu-sofia.bg*

Received 15.04.2019 **Reviewer:** Assoc. Prof., PhD Simona Petrakieva

Годишник на Технически Университет - София, том 69, книга 2, 2019
Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 69, Issue 2, 2019

TRENDS IN EDUCATION FOR INDUSTRY 4.0

Štefan Kozák, Alena Kozáková

Abstract: *The unprecedented development in information, communication and intelligent technologies and systems over the past fourty years has significantly influenced quality of life worldwide. Development trends in complex computerization and digitization of manufacturing processes and process activities bring about need for research, education, development and implementation of system solutions based on new intelligent modelling and control methods for optimizing, managing and diagnosing complex manufacturing industrial plants. The Industry 4.0 concept is a driving force of industry today; based on it and analysis of existing state of industry, it is necessary to launch new research activities and prepare new multi-disciplinary professionals and university graduates*
The paper presents state-of-the-art and development trends in the field with a focus on trends and challenges declared in Industry 4.0.
Key-words: *Industry 4.0, cyber-physical systems, IoT, IIoT, education, mechatronics*

1. INTRODUCTION

Automation, informatics, communications and artificial intelligence remain the key sciences of the 21st century bringing forth all the comforts in life and solving its many inconveniences. Industrial manufacturing processes become more and more complex. Combination of advanced manufacturing processes and automation techniques connected with ICT, data, and analytics are driving force of the current industrial revolution. Today manufacturing industry has been facing several significant challenges, mainly sustainability and performance of production, sourced from many real needs and factors such as aging workforce, changes in the landscape of global manufacturing and adaption of smart manufacturing by implementing advanced ICT and intelligent control methods in manufacturing processes.

The Industry 4.0 methodology as a current driving force of industrial development representing realization and naming of large-scale changes in industries; these changes include digitization, automation, mechatronization and ICT integration at all levels of process control and services. Industry 4.0 represents the fourth industrial revolution in manufacturing industry (Fig.1).
The 4th Industrial Revolution (a synonymum of Industry 4.0) is based on thefollowing pillars [1,7]:

- *Interoperability* – ability of integration and cooperation of intelligent machines, intelligent methods and humans to interact through Internet of Things (IoT), Industrial Internet of Things (IIoT) and Internet of Services (IoS).

© 2019 Publishing House of Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

- *Virtualization* – creation of a virtual model (or copy) of an intelligent factory; virtualization uses real data obtained from a real plant applied to the intelligent factory model for control and decision making.

- *Decentralization* – ability of each machine to carry out operations and decentralized (autonomous) control, and to take maximum qualified intelligent decisions on each subprocess to optimize the production process.

- *Real time (RT) data collection and analysis* – intelligent production control requires data to be collected and analyzed in real time; based on the information collected, RT intelligent control and decision-making methods can be used for optimization and reconfiguration, taking into account failures and finding optimal solutions such as component and device failures, transfer of production, etc.

- *Service oriented communication and information exchange* over the Internet of Things to provide information to other parties of the company's services.

- *Modularity and reconfigurability* – ability of an intelligent business to flexibly adapt to the production situation by changing SW and HW modules, module sharing, and reconfiguring processes (multi-criterial and multi-variant optimal intelligent decisions).

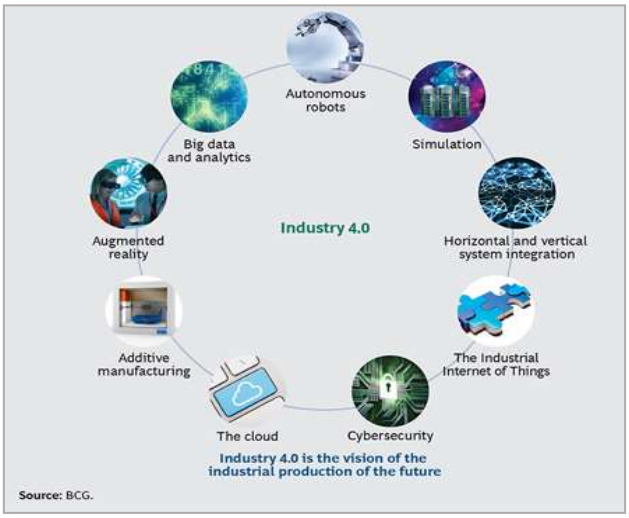


Fig. 1. Nine main technologies transforming industrial production

The paper is organized as follows. Section 2 focuses on the current development in the Industry 4.0 methodology, principles of cyber-physics, IoT, and integration of methods and tools for optimal process co-operation at all levels of industrial production. Cyber-physical systems (CPS) are dealt with in Section 3. Section 4 points to the need for changes in education of new-type university graduates to gain multidisciplinary information and knowledge inevitable for Industry 4.0. Conclusions are drawn at the end of the paper.

2. INDUSTRY 4.0

Industry 4.0 is a current industrial transformation based on complex automation, data exchange, cloud computing, cyber-physical systems, robots, big data, AI, IoT and industrial techniques to realize smart industry and manufacturing goals within interconnection

of humans, machines, embedded computers, sensors and new digital elements (Fig.2).

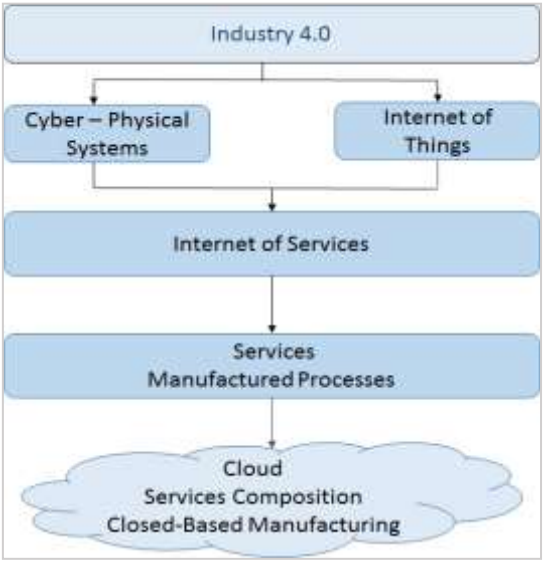


Fig. 2. Basic components of Industry 4.0.

The application of the IoT to the manufacturing industry is called Industrial Internet of Things (IIoT), and is part of a larger concept known as the Internet of Things (IoT). The IoT is a network of intelligent computers, devices, and objects that collect and share huge amounts of data sent to a central Cloud-based service where it is aggregated with other data, and then shared with end users in a helpful way (Fig.2). The IoT will significantly increase the level of intelligent automation in all process industries, intelligent homes, schools, stores, etc.
The Internet of Things (IoT) can be characterized as follows:

- IoT is a network of physical items equipped with embedded computers, electronics, transducers (sensors and actuators), connectivity and software to capture, filter and exchange data about themselves and their environment. IoT enables effective interoperability between individual devices and machines that can use different protocols and different architectures.
- IoT can be also effectively used for technical and business purposes.
- IoT is a significant driver for customer-facing innovation, data-driven visualization and optimization, artificial intelligence techniques, automation, digital transformation and entirely new applications, business models and revenue streams across all sectors.
- Modern industrial enterprises are the integration of all recent IoT technological advances in computer networks, control engineering methods, data integration, and analytics to bring transparency to all manufacturing factories.
- Industrial Internet of Things (IIoT) is the use of Internet of Things (IoT) technologies in manufacturing processes. Industrial Internet, IIoT incorporates machine learning, cloud computing and big data technology, harnessing the sensor data, machine-to-machine (M2M) communication and automation methods and technologies.

The philosophy behind the IIoT is that smart machines are better than humans at accurately, consistently capturing and communicating data.
The IIoT will revolutionize manufacturing by enabling acquisition and accessibility of far greater amounts of data, at far greater speeds, and far more efficiently than before. The Industrial Internet seeks to improve manufacturing and supply chain efficiency via data, information, mathematical modeling, optimal control and effective coordination. General structure and components of IoT architecture for Industry 4.0 are shown in Fig. 3 [8, 9].

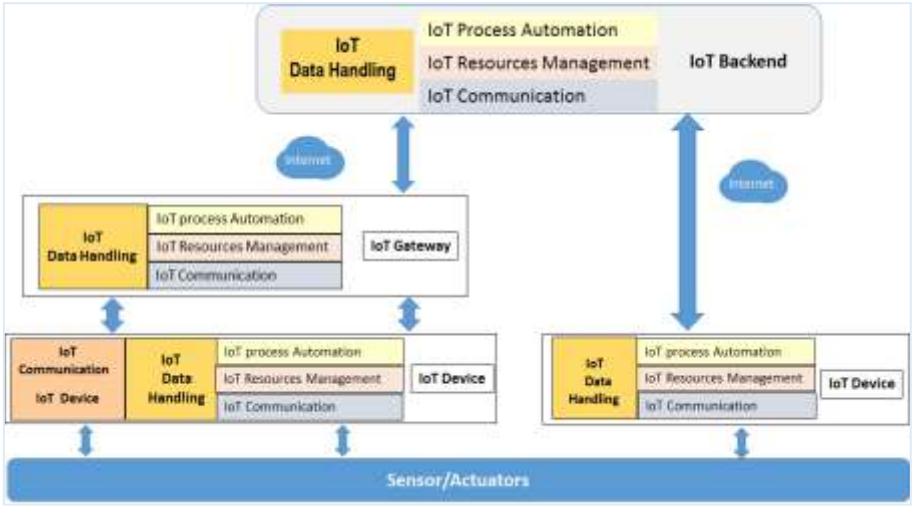


Fig. 3. General IIoT architecture for Industry 4.0.

Individual levels of IIoT are:

• *IoT device*. Sensors and actuators with communication interface are considered as an IoT device. The IoT devices can have certain computational power for basic automation process control.

• *IoT Gateway* aggregates measurements and data from IoT devices, and actuates commands to them.

• *IoT Backend* resides in a data center with scalable CPU power and memory capacity. Its responsibility is to do high level analysis, statistics, actuation, data provision and data interface for end users.

3. CYBER-PHYSICAL SYSTEMS

Cyber-physical systems (CPS) are a new generation of engineered systems with integrated computational and physical capabilities that can interact with humans through many new modalities. The ability to interact with, and expand the capabilities of the physical world through computation, communication, and control is a key enabler for future technology development. A CPS [4 13,14] is a mechanism controlled or monitored by computer-based control and decision algorithms, tightly integrated with the Internet and its users.

Cyber-physical systems link cyberspace (virtual world of information processing) [7,13] with the physical world through a network of related interconnected elements,

such as embedded computers, sensors and actuators, robots, and other computational engines. These systems are assumed highly automated, intelligent, and collaborative. CPSs examples include all fields, e.g. automotive industry, energy neutral buildings, zero-fatality highways, and personalized medical devices.

In the CPS, physical and software components are deeply intertwined, each operating on different spatial and temporal scales, exhibiting multiple and distinct behavioral modalities, and interacting with each other in a myriad of ways that change with context. Advances in CPS will enable capability, adaptability, scalability, resiliency, safety, security, and usability that will far exceed the simple embedded systems of today. CPS structure can be effectively depicted (Fig.4) by a five-level architecture [1,7,13].

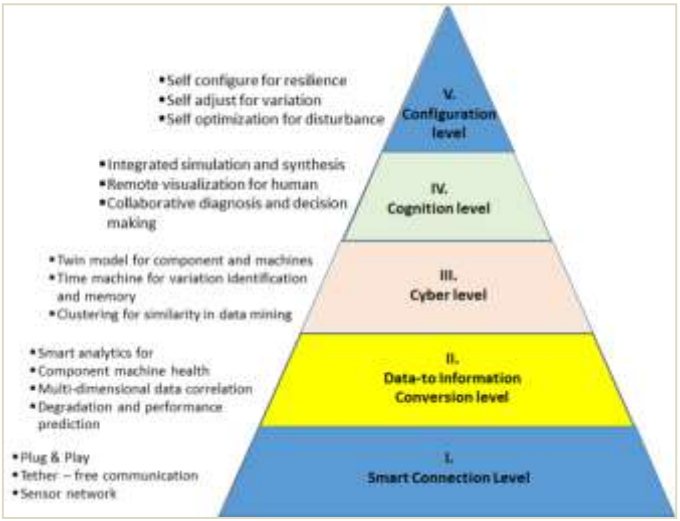


Fig. 4. General multilevel structure of CPS.

1. *Connection level* – devices can be designed to self-connect and self-sensing for its behavior.

2. *Conversion level* – data from self-connected devices and sensors are measuring the features of critical issues with self-aware capabilities, machines can use the self-aware information to self-predict its potential issues.

3. *Cyber level* – each machine is creating its own "twin" by using these instrumented features and further characterizes the machine health pattern based on a "Time-Machine" methodology. The established "twin" in the cyberspace can perform self-compare for peer-to-peer performance for further synthesis.

4. *Cognition level* – the outcomes of self-assessment and self-evaluation will be presented to users based on an "infographic" meaning to show the content and context of potential issues.

5. *Configuration level* – the machine or production system can be reconfigured based on the priority and risk criteria to achieve resilient performance.

As an intellectual challenge, CPS is about intersection, not union, of the physical and the cyber [1, 8]. It combines engineering models and methods from mechanical, envi-

ronmental, civil, electrical, biomedical, chemical, aeronautical and industrial engineering with models and methods of computer science.

For process control, CPS are engineering, physical and biological systems whose operations are integrated, monitored, and/or controlled by a computational core – an embedded computer system, usually demanding real-time response, and most often distributed. The behavior of a CPS is a fully-integrated hybridization of computational (logical) and physical action. CPS development and deploying for a smart factory is proposed according to the 5-level CPS structure shown in Fig. 5 [1, 7]. Connection requires acquiring accurate and reliable data from individual machines and their components. Data source can be from IoT-based machine controllers, add-on sensors, quality inspections, maintenance logs, and enterprise management systems such as ERP, MES, and CMM.

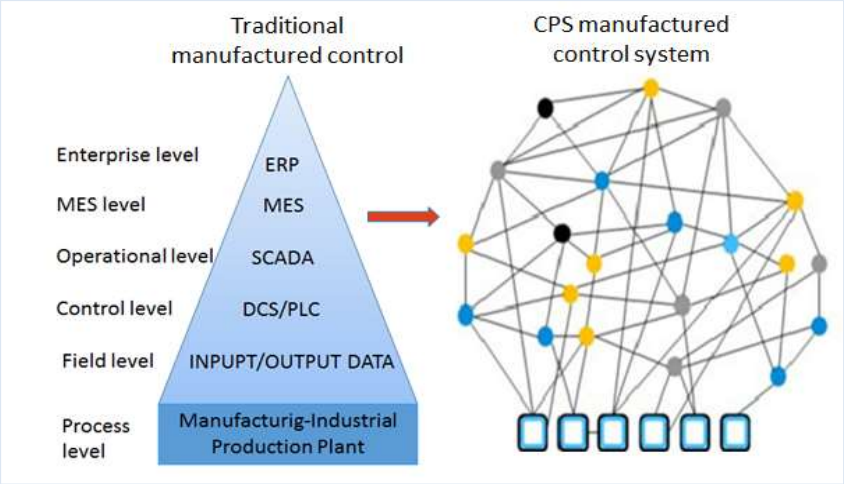


Fig. 5. Hierarchical multilevel structure of a manufacturing industrial process.

4. MULTIDISCIPLINARY EDUCATION FOR INDUSTRY 4.

Today, advanced manufacturing incorporates knowledge of many different aspects of engineering to create complex intelligent systems. Hence, modern industries need specialists with skills across a variety of theoretical and practical disciplines. Education institutions and universities have been urged to implement the methodology and elements of Industry 4.0 into current curricula to prepare future graduates for evolving demands of industries. Industry needs new engineers with a knowledge balanced between theory and practice, an attitude of professionalism, experience in multidisciplinary teamwork, and outstanding communication skills.

Multidisciplinary form of education requires changing the traditional way of teaching, launching new and modifying conventional courses to adapt them to the requirements of industry. It is inevitable in the coming years to change teaching technology and natural sciences at universities. Already at the very beginning of the study it is necessary to change the form and methods of teaching, and the contents especially of basic courses such as Physics, Mathematics, Materials, Electronic, Electrical Engineering, but also Informatics and Communication Technologies.These core subjects must be taught

in such a way that theoretical knowledge can be demonstrated using teaching modules (stands) with built-in real components, sensors and embedded computing systems with a direct visualization and evaluation of studied phenomena and relations [12,14].

An important factor in education is to teach students to develop and design new complex systems in environments that are user friendly, interactive and allow to develop software and hardware modules in parallel. The structure of areas which are needed for multidisciplinary education is depicted in Fig. 6. According to the development of new information and communication systems and practical requirements we must not forget the new design trends in manufacturing connected with virtualization and platformization of whole systems, components and modules (the V-form design).

A today's graduate of a university of technology has to be a designer with a multidisciplinary background; he has to understand new materials (smart and nanomaterials) as well as modelling, simulation and automatic control of discrete – time, discrete – event and hybrid systems in production processes to be able to effectively connect and configure project of the manufacturing process, production line and the whole industrial plant. The virtual environment allows him to implement this configuration already during the development but also directly in the production process. It is a new and basic phenomenon that significantly reduces training of professionals for a rapid adaptation of graduates into practice.

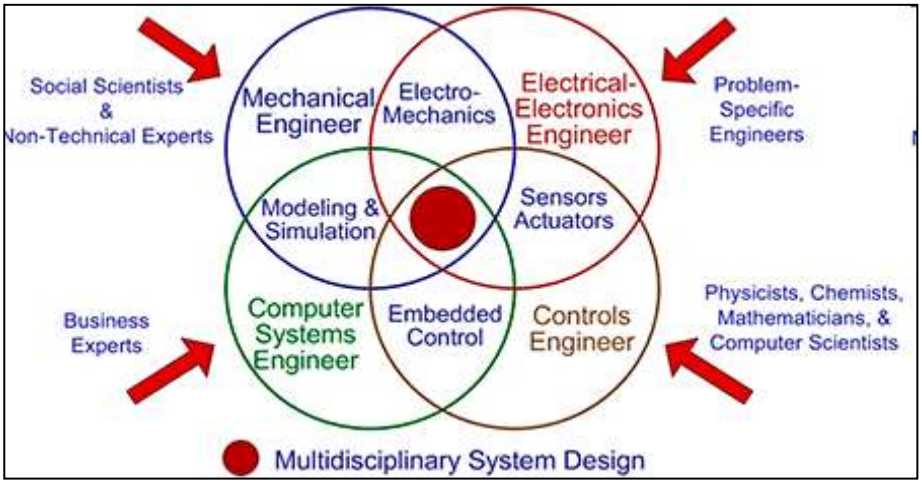


Fig. 6. Multidisciplinary professional areas of education for Industry 4.0.

Teaching multidisciplinary knowledge in the master study requires modernizing research and computing laboratories. These have to be equipped with complex modules with real components included in the process. This trend is evident in teaching processes in automotive industry using individual HW and SW modules for modelling, testing and creation of optimal production lines, cognitive robots, communication systems and virtual reality model to demonstrate functionality of individual processes but also to evaluate reconfiguration of processes and impact of smart features and embedded control systems on the design of production processes.

When establishing multidisciplinary education forms, it is necessary to change current

forms of teaching. New teaching forms are to be launched and directly implemented in cooperation with big, mainly industrial enterprises but also in chemical and bio-technological processes etc. Experience in effective implementation of this new education forms has shown a clear economic benefit in Europe and world-wide. Important factors that support multidisciplinary learning are the new information and communication technologies based on Internet of Things, Big Data and cloud computations. Along with collaborative robotics and smart systems for sensing and intelligent automatic control it is necessary to introduce a new system of intelligent communication, solution to complex control tasks, and virtual modeling and platformization in all areas of production.

Thus, implementation of the IoT, Big Data and Cloud computation methodologies in education is an essential part of multidisciplinary learning forms, especially in higher grades of engineering studies. Other important courses in the multidisciplinary education form are soft computing methods that allow to model and control complex non-linear processes. Their implementation into real processes is evident mainly in automotive, aerospace and power industries.

Universities emphasize their role in shaping future technology by being the testbeds for innovation and education of future generations. Traditional education has greatly contributed to the current level of industrial evolution and technological advancement. However, in order for higher education to deliver future generations with the right set of skills and knowledge, an imperative question has to be asked regarding how higher education institutes are affected by the Fourth Industrial Revolution. Therefore in the future, the following main areas for teaching CPS are necessary to be incorporated in existing curricula [14]:

- Data science and advanced (big data) analytics
- Virtual and mixed reality
- Advanced simulation and virtual plant modelling,
- Data communication and networks and system automation.
- Novel human-machine interfaces.
- Digital-to-physical transfer technologies, such as 3-D printing
- Closed-loop integrated product and process quality control/management systems.
- Real-time inventory and logistics optimization systems.

Mechatronics is one of innovative sciences and a study field closely related with the new challenges of Industry 4.0. Since its emergence in the late 1970s, mechatronics has become well-established as an academic subject, and is now researched and taught at many universities and research institutions worldwide. New forms and courses of education in mechatronics aiming to prepare multidisciplinary graduates useful in industries and quickly adaptable to emerging challenges are developed; in the Master study, courses tightly corresponding with future education for Industry 4.0 include: Electrical engineering, Microelectronics, Mechatronic systems design, Sensor and actuators, Embedded computers, Control engineering methods, Additive and alternative technologies, CPS

system, Automation of manufacturing and assembly processes, Computer networks and communications, Modelling and Simulation of complex production systems, Decentralized control, Simulation of production processes, Design production lines, Mechatronics law, Security in industry, Distributed control systems and architectures, Artificial intelligence, Designing production systems, Software engineering for Industry4.0 (PLM), Designing IoT and IIoT, Project management techniques, Knowledge and data, Optimization of manufacturing systems, Industrial cognitive robots and manipulators, Computer vision, Virtual and mixed reality, Autonomous devices and systems.

5. CONCLUSION

As industrial processes are becoming even more complex, industries need technicians with knowledge and skills across a variety of disciplines. Cyber-physical systems (CPS) are networks of autonomous entities merging the physical and digital worlds. Their integration in industrial processes offers great perspectives towards viability and sustainability of these systems. The emerging area of research in CPS is large and covers e.g. intelligent manufacturing systems, industrial agents, product-driven systems, service-oriented architectures, cloud computing, big data, machine-to-machine (M2M) communication, or holonic manufacturing systems. In the next years, based on analysis of the present development in CPS, it is necessary to eliminate the gap between theory and practice, and prepare new professionals and university graduates with multi-disciplinary skills and knowledge.

ACKNOWLEDGEMENTS

The work was partially supported by the Slovak Scientific Grant Agency, grant No. VEGA 1/0819/17, and by the Ministry of Defence of the Slovak Republic, under grants SEMOD-80-7/2019 and SEMOD-79-2/2019.

REFERENCES

[1] Lee, E. A. Computing foundations and practice for cyber-physical systems: A preliminary report, Tech. Rep. UCB/EECS-2007-72, University of California, Berkeley, May 2007.
[2] Kozák, Š. Intelligent embeded systems. In: Kvasnička V. et al., Artificial intelligence and cognitive science I., Publishers of STU in Bratislava, Slovak Republic, 2009, pp. 139 – 194 (in Slovak).
[3] Kozák, Š. Applied fuzzy logic in artificial intelligence and cognitive science II. In: Kvasnička, V. et al., Publishers of STU in Bratislava, Slovak Republic, 2010, pp. 147 – 208 (in Slovak).
[4] Kozák, Š. New trends in automatic control system design. In: Automated Control Systems for Industry 2011: Scientific conf. with international participation, Krakovany, Slovak Republic, 24-25 November 2011, pp. 72 – 85 (in Slovak).
[5] Novotný, M., Lacko, J., Samuelčík, M. MARS: Multi-touch augmented reality system and methods of interaction with it. Information technology applications, 2 (2012). ISSN 1338-6468. Pan-European University, pp. 30-36
[6] Kozák, Š., Kajan, S., Cigánek, J., Ferencey, V. and Bélai. I. Advanced infor-

mation system for safety-critical processes. Computing and Informatics, vol. 33 (2014), pp. 1356–1376.
[7] Lee, J., Bagheri, B. and Kao, H. A. A cyber-physical systems architecture for Industry 4.0–based manufacturing, 3 (2015), pp. 18–23.
[8] Hermann, M., Pentek, T., Otto, B. Design principles for Industry 4.0 scenarios: A literature review. Technische Universität Dortmund, Working paper No. 01/2015
[9] Kition, B. Simple steps to learn IOT architecture (2016). https://www.linkedin.com/pulse/simple-steps-learn-iot-architecture-brucelin-kithion
[10] Pytel, A. Predictive control methods in IOT environment (PhD dissertation thesis), Slovak University of Technology in Bratislava, 2016 (in Slovak).
[11] Huba, M., Kozák, Š. From e-Learning to Industry 4.0. Int. conference on emerging eLearning technologies and applications (ICETA), Vysoke Tatry, 2016; 103108, DOI:10.1109/ICETA.2016.7802083
[12] Dideková, Z., Kozák, Š., Kajan, S. and Kozáková, A. Intelligent hybrid control based on adaptive switching. IFAC-PapersOnLine, vol. 50 (1) p. 11713-11718 (20th IFAC World Congress, 9-14 July 2017, Toulouse, France).
[13] Yang, L,, Yu, P., Bailing, W., Sirui, Y and Zihe L. Review on Cyber-physical Systems, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, vol. 4 (1), 2017, pp. 27-40.
[14] Sackey, S. M., Bester, A.& Adams, D. Industry 4.0 learning factory didactic design parameters for industrial engineering education in South Africa. May 2017 vol 28(1), pp 114-124.
[15] Operational Program Research and Innovation: Research and development center of digitized production in small and medium-sized industrial enterprises, European project - Operation research and inovation, Stimba, Ltd., Trencin 2015.

Authors:
Štefan Kozák, Prof., Institute of Applied Informatics, Faculty of Informatics, Pan-European University, Bratislava, Slovakia, E-mail address: *stefan.kozak@paneurouni.com ;*
Alena Kozáková, Prof., 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 25.04.2019 **Reviewer:** Prof., D.Sc. Petko Petkov