

ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ том 68, книга 2, 2018

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2018, ФА ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА 01 - 03 юни 2018 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA Volume 68, Issue 2, 2018

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2018, FA FACULTY OF AUTOMATICS June 01 - 03, 2018, Sozopol, Bulgaria

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор				
проф.	ΔТΗ	Емил	НИКОЛОВ	
зам. гла	вен редо	актор		
проф.	ΔТΗ	Елена	ШОЙКОВА	
членове				
проф.	ДΤΗ	Георги	ПОПОВ	
проф.	ДΤΗ	Иван	КОРОБКО	
проф.	дфн	Иван	УЗУНОВ	
проф.	ДΤΗ	Иван	ЯЧЕВ	
проф.	ДΤΗ	Кети	ΠΕΕΒΑ	
проф.	ДΤΗ	Ганчо	БОЖИЛОВ	
проф.	ДΤΗ	Евелина	ПЕНЧЕВА	
проф.	д.и.н.	Младен	BEAEB	
проф.	д-р	Бончо	БОНЕВ	
проф.	д-р	Иво	ΜΑΛΑΚΟΒ	
проф.	д-р	Огнян	НАКОВ	
секрета	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.	lvo	MALAKOV		
Prof.	Ph.D.	Ognyan	NAKOV		
Organizing Secretary					
Eng.	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'2018

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА'2018, ФА

Созопол 01.06. - 03.06.2018

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

почетен председател

Емил Николов ^(BG) председател Нина Николова ^(BG)

членове

Петко	Петков	(BG)
Тодор	Йонков	(BG)
Снежана	Йорданова	(BG)
Валери	Младенов	(BG)
Емил	Гарипов	(BG)
Пламен	Цветков	(BG)
Живко	Георгиев	(BG)
Михо	Михов	(BG)
Васил	Гълъбов	(BG)

Хасан	Абуайса	(FR)
Даниел	Жоли	(FR)
Жил	Гонкалвес	(FR)
Николай	Христов	(FR)
Стефан	Козак	(SK)
Алена	Козакова	(SK)
Снежана	Терзиева	(BG)
Теофана	Пулева	(BG)

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

председател			
Владислав	Славов		
зам. предсес	дател		
Антония	Панделова		
членов	e		
Александър	Ищев		
Владимир	Христов		
Станислав	Енев		

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

координатор Антония Панделова системен администратор Александър Маринчев организационен секретар Мая Стойчева

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA FACULTY OF AUTOMATICS

Forum

"DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA" Sozopol'2018

FACULTY OF AUTOMATICS

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS'2018, FA

June 01 - 03, 2018, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

honorable chair of PC Emil Nikolov (BG) chair of PC Nina Nikolova (BG)

members of PC

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

ORGANIZING COMMITTEE

chair of OC Vladislav Slavov vice chair of OS Antonia Pandelova members of OC Aleksandar Ishtev Vladimir Hristov Stanislav Enev

TECHNICAL COMMITTEE

coordinatorAntoniaPandelovasystem administratorAlexandarMarinchevorganizing secretaryMayaStoycheva

СЪДЪРЖАНИЕ том 68, книга 2

1.	Александър Пантелеев, Весела Карлова-Сергиева. Проектиране на робастен регулатор чрез количествена теория на обратната връзка (КТОВ)	15
2.	Симона Петракиева. Анализ на преходни процеси и стационарни режими в линейни елек- трически вериги чрез интеграл на Дюамел при източници на енер- гия с произволна форма	25
3.	Александър Маринчев Изграждане на нискостойностна учебно-изследователска плат- форма за мобилна комуникация	35
4.	Емил Николов Управление с фрактална параметрична компенсация- част 1	41
5.	Емил Николов Управление с фрактална параметрична компенсация- част 2	51
6.	Борис Грасиани, Нина Николова	61
7.	Atanas Chervenkov, Atanas Yanev, Todorka Chervenkova. Modelling and Analysis of Hybrid Power Station	69
8.	Владимир Христов, Марин Жилевски Разширяване на възможностите за програмиране на програмируеми логически устройства чрез МАТЛАБ	79
9.	Христо Стоянов, Дочо Цанков, Тодор Йонков Управление на вентилационна система минимизиращо концент- рацията на СО в гаражни помещения с балансиране на въздуховод- ната мрежа в реално време	89
10.	Димитринка Владева. Всички Йорданови диференцирания в триъгълник - част 1	99
11.	Димитринка Владева. Всички Йорданови диференцирания в триъгълник - част 2	109
12.	Йорданка Дунчева. Фрактални свойства на времеви редове: сравнителен анализ на раз- лични методи за оценка на показателя на Хърст	119
13.	Станислав Енев Усъвършенстван алгоритъм за генериране на скоростни профили на движение за позициониращи приложения базирани на ПЛК	129
14.	Радмила Геров, Зоран Јовановић Подобряване на Padé метода за редукция на реда на трансферната функция на модела на системата	137
15.	Мартин Маринов	147

16.	Кирил Борисов, Десислава Стоицева-Деличева Проектиране на автоматизирана система за събиране и обработка на данни за провеждане на инженерно- психологически изследвания - част 1	157
17.	Кирил Борисов, Десислава Стоицева-Деличева Особености при планиране и провеждане на инженерно-психологи- чески изследвания с помощта на автоматизирана система за съ- биране и обработка на данни	167
18.	Камен Христов Микропроцесорна реализация на оценител на ъглова позиция като част от система за управление на скоростта на синхронен двига- тел с постоянни магнити	175
19.	Roman Voliansky, Nina Volianska, Oleksandr Sadovoi, Yuliia Sokhina	183
20.	Стоян Димитров. Диофантови уравнения и неравенства с прости числа	193
21.	Борис Киров, Васил Гълъбов. Алтернативен метод за съхранение на електрическа енергия осно- ван на биокатализатор	203
22.	Веселин Георгиев, Иван Евг. Иванов, Борислав Иванов. Анализ на качеството на вградена система за управление на пер- фузионна помпа	209
23.	Камен Перев. Изчисляване на матричните импулсни характеристики на линей- ни нестационарни системи	215
24.	Теофана Пулева, Цоньо Славов. LQG/ LTR регулатор на мощността на ветрогенератор	225
25.	Петко Петков, Цоньо Славов, Йордан Кралев Проектиране на робастни вградени системи за управление с MATLAB® и Simulink®	235
26.	Александър Митов, Цоньо Славов, Йордан Кралев, Илчо Ангелов Линейно квадратично управление на електрохидравлична кормил- на система	245
27.	Йордан Кралев, Шериф Шериф Вградена система за управление на скоростта на безколекторен електродвигател чрез Arduino® контролер	255
28.	Цоньо Славов, Веселин Кънчев, Емил Гарипов	263
29.	Васил Гълъбов, Никола Серафимов. Изследване на PIN-диоди като детектори на импулсно рентгеново лъчение	273
30.	Михаил Христов. Проектиране и реализация на адаптивна система за управление на ниво в четири свързани резервоара	279

31.	Веселин Кънчев, Цоньо Славов, Йордан Кралев. Вградена система за управление на ниво на флуид в резервоар	289
32.	Йордан Карачевиев. Моделиране скоростта на коагулация на краве мляко чрез използ- ване на ензими с различна концентрация	299
33.	Божидар Раков Независим синтез на ПИД регулатор за тримерен обект	305
34.	Георги Ружеков, Божидар Раков. Експериментална система за управление на лабораторен модел "многосвързан обект"	315
35.	Никола Ценов, Иван Аврамов, Георги Александров. Нова концептуална версия на специализиран мобилен робот за при- нудително преместване на автомобили	325
36.	Георги Венков Разпознаване на кулоновия потенциал чрез апроксимация на иден- титета	335
37.	Александър Хотмар Някои закономерности на Forex пазара с приложение при роботи за автоматична търговия	345

CONTENTS volume 68, Issue 2

1.	Alexander Panteleev, Vessela Karlova-Sergieva Robust Controller Design Using Quantitative Feedback Theory (QFT)	15
2.	Simona Petrakieva. Transient and Steady States Analysis in Linear Electrical Circuits Using Duhamel's Integral when the Energy Sources Are with Arbitrary Form	25
3.	Alexander Marinchev Building a Low-Cost Training-Research Platform for Mobile Communi- cation	35
4.	Emil Nikolov. Fractional GSC - part 1	41
5.	Emil Nikolov. Fractional GSC - part 2	51
6.	Boris Grasiani, Nina Nikolova. Discretization of Absorbers of Complete Order	61
7.	Atanas Chervenkov, Atanas Yanev, Todorka Chervenkova Modelling and Analysis of Hybrid Power Station	69
8.	Vladimir Hristov, Marin Zhilevski. Extension of Programming Possibilities for Programmable Logical De- vices Through Matlab	79
9.	Hristo Stoyanov, Docho Tsankov, Todor lonkov Control of a Ventilation System with Minimal Concentration of CO in Guarantee Areas with Air Duct Resistance Balance in Real Time	89
10.	Dimitrinka Vladeva	99
11.	Dimitrinka Vladeva. All Jordan Derivations in a Triangle - part 2	109
12.	lordanka Dountcheva Fractal Properties of Time Series: Comparative Analysis of Different Hurst Exponent Estimation Method	119
13.	Stanislav Enev. Improved Algorithm for Generating Motion Profiles for PLC-Based Posi- tioning Applications	129
14.	Radmila Gerov, Zoran Jovanović. Improvement of Padé Method for Order Reduction of the High Order Sys- tem Model	137
15.	Martin Marinov. Automated Text Preprocessing for Text Analysis	147
16.	Kiril Borisov, Desislava Stoitseva-Delicheva Design of Automatic Data Processing System for Engineering-Psychologi- cal Research - part 1	157

175
183
193
203
209
215
225
235
245
255
263
273
279
289
299
305
315

35.	Nikola Cenov, Ivan Avramov, Georgi Aleksandrov. New Conceptual Version of Specialized Mobile Robot for the Forced Re- location of Automobiles	325
36.	George Venkov Recognition of the Coulomb Potential via Approximations to the Identity	335
37.	Alexander Hotmar Some Regularities on the Forex Market with an Application for Auto Trad- ing Robots	345

Author's Index - Volume 68, Issue 2

	author	article		author	article
1.	Alexander Hotmar	345	28.	Marin Zhilevski	79
2.	Alexander Marinchev	35	29.	Martin Marinov	147
3.	Alexander Mitov	245	30.	Mihail Hristov	279
4.	Alexander Panteleev	15	31.	Nikola Cenov	325
5.	Atanas Chervenkov	69	32.	Nikola Serafimov	273
6.	Atanas Yanev	69	33.	Nina Nikolova	61
7.	Boris Grasiani	61	34.	Nina Volianska	183
8.	Boris Kirov	203	35.	Oleksandr Sadovoi	183
9.	Borislav Ivanov	209	36.	Petko Petkov	235
10.	Bozhidar Rakov	305, 315	37.	Radmila Gerov	137
11.	Desislava Stoitseva	157, 167	38.	Roman Voliansky	183
12.	Dimitrinka Vladeva	99, 109	39.	Sherif Sherif	255
13.	Docho Tsankov	89	40.	Simona Petrakieva	25
14.	Emil Garipov	263	41.	Stanislav Enev	129
15.	Emil Nikolov	41, 51	42.	Stojan Dimitrov	193
16.	George Venkov	335	43.	Teofana Puleva	225
17.	Georgi Aleksandrov	325	44.	Todor lonkov	89
18.	Georgi Ruzhekov	305	45.	Todorka Chervenkova	69
19.	Hristo Stoyanov	89	46.	Tsonyo Slavov	225, 235, 245, 263, 289
20.	licho Angelov	245	47.	Vasil Galabov	203, 273
21.	lordanka Dountcheva	119	48.	Veselin Kanchev	263, 289
22.	Ivan Avramov	325	49.	Vessela Karlova	15
23.	Ivan Evg. Ivanov	209	50.	Vesselin Gueorguiev	209
24.	Jordan Kralev	235, 245, 255, 289	51.	Vladimir Hristov	79
25.	Kamen Hristov	175	52.	Yordan Karacheviev	299
26.	Kamen Perev	215	53.	Yuliia Sokhina	183
27.	Kiril Borisov	157, 167	54.	Zoran Jovanović	137

PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA Volume 68 Issue 2 (2018)

pages	articles	authors	
350	37	54	



ПРОЕКТИРАНЕ НА РОБАСТЕН РЕГУЛАТОР ЧРЕЗ КОЛИЧЕСТВЕНА ТЕОРИЯ НА ОБРАТНАТА ВРЪЗКА (КТОВ)

Александър Пантелеев, Весела Карлова-Сергиева

Резюме: Проектирането на робастен регулатор има голям практически интерес. В тази статия е предложен ефективен метод за синтез на регулатор за резервоарна система. Регулаторът е проектиран чрез методологията КТОВ. **Ключови думи:** КТОВ, робастност, регулиране на ниво, неопределеност

ROBUST CONTROLLER DESIGN USING QUANTITATIVE FEEDBACK THEORY (QFT)

Alexander Panteleev, Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: Robust controller synthesis is of great practical interest. In this paper an efficient method has been proposed for synthesis of controller for a tank level system. Resulting controller is designed through QFT methodology. Keywords: QFT, robustness, tank-level control, uncertainty

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Индустриалните системи се характеризират с неопределеност, породена от различни фактори, което в голяма степен затруднява поддържането на желани стойности на управляваните параметри, устойчивост и качество на цялата затворена система за управление. Класическите закони за управление не гарантират качество на управление при промяна в параметрите на обекта. В такива случай съществуват редица подходи за осигуряване и гарантиране на желано качество на управление. Един такъв подход е използването на КТОВ, която е с доказано превъзходство при наличие на значителна неопределеност в параметрите на обекта за управление, както при структурирана, така и при структурна неопределеност [1-4].

2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Целта на настоящата работа е да се приложи КТОВ при управлението на широко използвана в индустрията система, каквато е резервоарната система, състояща се от един съд. Подобна система представлява удобен учебно-методичен стенд, който позволява проследяване на цялостния процес по автоматизация на процеси - регулирането на технологичната величина ниво. В [8-10] е използвана същата материална база за експериментални изследвания. Задачите, които се решават в настоящата работа са:

- Моделиране на обекта за управление чрез покриване на нелинейността в математичното му описание чрез набор от линейни модели в три работни точки;

- Привеждане на функционалните изисквания на резервоарната система към термините на количествени показатели на качество към управляваната величина ниво;
- Синтез на управляващ КТОВ алгоритъм;
- Валидация и верификация на резултатите в честотна и времева област;
- Провеждане на експериментални изследвания.

3. ТЕОРЕТИЧНИ СВЕДЕНИЯ ПО МОДЕЛИРАНЕ НА РЕЗЕРВОАРНАТА СИСТЕМА

Основната функционална схема на лабораторния стенд с резервоарната система е показана на фиг.1. Техническите средства за автоматизация и техническите им данни, както и стойности на коефициенти са дадени в табл.1, и в [8-10]. Стендът се състои от плексигласов цилиндър Т с напречното сечение А. В дъното на резервоара има кранове/вентили (отвори) с напречно сечение S_n. Единият кран/вентил е номинален канал за изтичане V_1 , а другият – ръчен кран/вентил V_2 служи за симулиране на теч в системата. Изтичащата течност (обикновено дестилирана вода) се събира в картера/резервоара за течност, от където се доставя до електрическата помпа Р. С Нтах е обозначено максималното ниво, което течността може да достигне. Ако течността в цилиндъра Т достигне/надвишава тази стойност, помпата се изключва автоматично. $Q_{\rm ex}$ е входящият дебит течност на помпата. Необходимото измерване на нивото h се осъществява чрез пиезосъпротивителения сензор (датчик) за налягане, в който разликата на налягането получено в цилиндричния резервоар се съпоставя с измереното атмосферното налягане. Сензорът за налягане може да се използва за изчисляване на нивото на течност.

Таблица	1
---------	---





Цилиндричен ре- зервоар Т	Височина: <i>H max=60 ст,</i> Материал: плексиглас Площ на напречното сечение: <i>A=78,53 ст²</i>
Датчик	Линейна характеристика с от-
за ниво	рицателен коефициент
Вентили <i>V</i> ₁ , <i>V</i> ₂	Площ на напречното сечение <i>Sn=0.2827 сm²</i>
Помпа Р	Qmax = 158 ml/s
Интерфейс	Simatic Siemens S7-1200
<i>Ks</i> коефициент на усилване помпата	k _s =0,00001583 ml/Vs
<i>Us</i> управляващ сигнал от помпата	± 10 V
<i>аz</i> количество из- тичаща течност <i>0<az<1< i=""></az<1<></i>	az = 0.6247

Разглежда се диференциално уравнение (1), получено като модел на резервоар, при който е необходимо да се поддържа ниво на течност h,m, при управляващо

въздействие входен поток $Q_{\rm BX}, ml/s$.

$$A\frac{dh}{dt} = k_s U_s - a_z S_n \sqrt{2gh}$$
⁽¹⁾

Площта на резервоара и коефициента на свободно изтичане и сечението на изпускателния кран са постоянни. $A, a_z, S_n = const$. Линеаризира се уравнението (1) в работната точка $P_0 = (h_0, Q_{BX_0})$, където $h = h_0 + \Delta h$, $Q_{BX} = Q_{BX_0} + \Delta Q_{BX} = k_s U_s$. Записва се (2)

$$A\frac{d}{dt}(h_0 + \Delta h) = F(h, Q_{\rm BX})|_{P_0} + \frac{\partial F}{\partial h}\Big|_{P_0} \Delta h + \frac{\partial F}{\partial Q_{\rm BX}}\Big|_{P_0} \Delta Q_{\rm BX}$$
(2)

където: $F(h, Q_{BX}) = Q_{BX} - a_z S_n \sqrt{2gh}$, $F(h, Q_{BX})\Big|_{P_0} = Q_{BX_0} - a_z S_n \sqrt{2gh_0} = 0$, $\frac{\partial F}{\partial h}\Big|_{P_0} \Delta h = -a_z S_n \sqrt{\frac{g}{2h_0}} \Delta h$, $\frac{\partial F}{\partial Q_{BX}}\Big|_{P_0} \Delta Q_{BX} = \Delta Q_{BX}$.

По този начин се получава линеаризираното уравнение

$$\frac{A}{a_z S_n} \sqrt{\frac{2h_0}{g}} \frac{d}{dt} \Delta h + \Delta h = \frac{1}{a_z S_n} \sqrt{\frac{2h_0}{g}} \Delta Q_{\rm BX}$$
(3)

При малки отклонения от работната точка на P_0 предавателната функция (ПФ) на регулирания обект (обект за управление) е

$$W_o(s) = \frac{\Lambda h}{\Delta Q_{BX}} = \frac{k}{Ts+1},\tag{4}$$

където *T* е времеконстантата – $T = \frac{A}{a_z S_{n_0}} \sqrt{\frac{2h_0}{g}}, \quad k = \frac{1}{a_z S_{n_0}} \sqrt{\frac{2h_0}{g}}$ – коефициент на

усилване.

4. РЕЗУЛТАТИ ОТ ЛАБОРАТОРНИ ЕКСПЕРИМЕНТИ ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА ЛИНЕЙНИ МОДЕЛИ В ТРИ РАБОТНИ ТОЧКИ

За целите на експеримента са снети времеви характеристики за обекта – резервоарната система, в различни работни точки, при управляващо въздействие x = 25/30/45% от мощността на помпата. Моделирането на обекта се извършва чрез графо-аналитичен метод за апроксимация на преходната характеристика по метода на Бройда.

Така за предавателни функции в различните работи точки са получени следните модели (5), (6), (7).

На фиг.2 до фиг.4 са показани изходните реакции на реалния обект и на неговия модел при съответните управляващи въздействия x = 25%, 35%, 45%.

$$W_{o}(s) = \frac{h(s)}{x(s)} = \frac{5.7}{35s+1} (5), \quad W_{o}(s) = \frac{h(s)}{x(s)} = \frac{13}{55s+1} (6), \quad W_{o}(s) = \frac{h(s)}{x(s)} = \frac{35}{95s+1} (7)$$



Наблюдава се значителна промяна в параметрите на обекта при промяна на работната точка. Това налага да се търсят решения, които да доведат до постигане на независимост на управляващия алгоритъм от предварително известна промяна на работните условия. За смутен на най-горна граница обект се приема обектът, чийто параметри характеризират високите нива на резервоарната система (7).

За номинален обект е приет обектът, при модела на когото параметрите са в средната част на изменение и се обхващат средните нива на резервоарната система (5). За смутен на най-долна граница обект е приет обектът, при модела на когото параметрите са в долната част на изменение и се обхващат ниските нива на резервоарната система (6).

5. ФУНКЦИОНАЛНИ ИЗИСКВАНИЯ

Работният режим на резервоарната система е свързан с поддържане на ниво на течността, като преходният режим е без пререгулиране. В работните условия често се променя дебита на входния поток поради различни причини. Това води до промяна в параметрите на еталонния, номинален модел. Желаното качество към резервоарната система се формира чрез математични модели, които отразяват функционирането на системата. В термините на КТОВ това се свежда до определянето на желана зона на качество, в която трябва да попадне изхода на управляваната система. Критерият за качество към резервоарната система се дава с (8). Желаната зона на качество се свързва със синтез на желани затворени системи, които формират горна и долна граница на зоната. Съобразно (8) синтезът се извършва за пререгулиране 0% и бързодействие – два пъти по-бързо време за установяване от това на обекта в номинален режим на работа. Необходимо е също и наличието на точност в установен, работен режим. Спецификата по синтеза на $T_{_{U}}$ и $T_{_{L}}$ е свързана с по-нататъшното проектиране на регулатор (9) и (10), фиг.5. Необходимо условие е разликата δ_{R} 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, фиг.6.

$$t_{s} = 50s;$$

$$\varepsilon(\infty) = 0 (8), T_{u}(s) = \frac{1}{12.5s + 1} (9),$$

$$T_{L}(s) = \frac{1}{1296s^{4} + 864s^{3} + 216s^{2} + 24s + 1} (10)$$



Важна част от проектирането на регулатор е и определянето на вектор от съществени честоти. Обикновено тези честоти се избират декада, две около срязващата честота на номиналния обект, (11). 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.

$$\omega \in [0.05, 0.09, 0.1, 0.23, 0.5, 0.7, 1, 5] \tag{11}$$

6. СИНТЕЗ НА КТОВ АЛГОРИТЪМ [3,4]

6.1. Получаване на зони с неопределеност на обекта за управление

От теоретична гледна точка обектът за управление може да бъде описан с интервални коефициенти, които представят промяната в неговите параметри (12)

$$W_{o}(s,q) = \frac{[5.7,35.5]}{[35,95]s+1}$$
(12)

На фиг.7 са показани зоните с неопределеност за вектора от съществени честоти (11).

• 6.2. Формиране на U- контур, робастни граници и оптимални граници U-контурът представлява забранителна зона в равнината на ЛАФЧХ. Тази зона не трябва да бъде нарушавана от честотната характеристика на отворената система. По този начин се гарантира отдалеченост от точката на Найквист и максимално допустима колебателност на изхода на системата, тъй като във формирането на забранителната зона участва максималната стойност на модула на затворената система или показателя на колебателност. Критерият за качество (8) включва пререгулиране $\sigma \approx 0\%$, затова показателят на колебателност е около 1, [-]. Графичното му изражение в равнината на ЛАФЧХ е изомодулна крива със стойност 1.1 dB, фиг.8. На фиг.9 е показан U-контур изчертан за всички съществени честоти.



Във формирането на робастните граници $B_R(j\omega_i)$, $i=1\div8$, (11), участват зоните с неопределеност, фиг.7 и модулите B_U и B_L на двете желани затворени системи T_U и T_L , фиг.5 и фиг.6. Те са показани на фиг.10 и отново са изчертани за вектора от съществени честоти (11). На фиг.11 е показана мрежа от робастни граници $B_R(j\omega_i)$ и U-контур, които участват в получаването на оптимални граници $B_o(j\omega_i)$. Оптималните граници представляват участъци от всички робастни граници получени чрез стратегия, която използва сравнение на границите за всяка една честота и приемане на участъци, които са разположени най-високо в равнината на ЛАФЧХ. По този начин мрежата се опростява, а резултата представлява найлошия случай, т.е изпълнението на условията ще гарантира желано качество, фиг.12.



• 6.3. Получаване на оптимална отворена система

Оптималната отворена система се получава на база оптимални граници и номинален обект за управление. На фиг.13 е показана честотната характеристика на номиналния обект (6). 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 $B_a(j\omega_i)$.

На фиг.14 е показана оптималната отворена система. Предавателната функция на регулатора се дава с (13).



$$W_{R}(s) = \frac{20(s+0.2)}{s}$$
(13)

При избора на предавателната функция (13) на регулатора е добавен интегратор, който ще осигури нулева грешка в установен режим. На фиг.15 са показани преходните процеси при допускане на П-регулатор с коефициент 1. 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.16. Системата е още далече от желаното качество, но е с подобрена чувствителност, тъй като преходните процеси на множеството системи са близки. Другата цел на регулатора, проектиран по КТОВ е да осигури голямо бързодействие на системата, за да може префилтърът да функционира правилно. Това е вижда от фиг.17.

6.4. 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 (14). В честотната

$$F(s) = \frac{0.03342s + 1}{60.23s^2 + 17.09s + 1} \tag{14}$$

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.18 и фиг.19. Във високите честоти желаната зона на качество се разширява, тъй като с нарастване на честотата, при статичните обекти неопределеността се увеличава (вж. и фиг.20).













7. ВАЛИДАЦИЯ И ВЕРИФИКАЦИЯ

Наличието на префилтър в системата за управление, който е проектиран съобразно количествената теория на обратната връзка, обикновено води до намаляване на чувствителността в системите за управление, респективно до робастност, която е видима и във времевата област, фиг.17. На фиг.20 е показана функцията на чувствителност в равнината на ЛАФЧХ. Вижда се, че при проектиран КТОВ регулатор и префилтър, функциите на чувствителност на семейството обекти имат поведение на една система, фиг.20. Същото свойство се наблюдава и при функцията на допълнителна чувствителност, фиг.21. Синтезът на управляващ алгоритъм, който използва КТОВ води до робастност, тъй като неопределеността в обекта практически не се отразява.



Интерес представлява и промяната в зоните с неопределеност в ситуация без (с КТОВ регулатор) и с префилтър, съответно показани на фиг.22 и фиг.23.



Наличието на префилтър свива зоните с неопределеност, породени от промяната в параметрите на обекта. Отново може да се заключи, че промяната в параметрите на обекта не се отразява на цялата система за управление.

8. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Проведените лабораторни експерименти са показани на фиг.24 и фиг.26 при подаване на задание към резервоарната система от 25 до 30*cm* и задание от 33 до 23*cm*. Управляващите въздействия от регулатора са показани на фиг.25 и фиг.27.



Резултатите потвърждават направените симулационни изследвания. Преходните процеси се установяват за около 50s, без да се подминава заданието. Налице е робастност, тъй като качеството на управление се запазва при промяна на работната точка. Системата за управление е нечувствителна към промяната на работната точка.

9. 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 една система за управление. КТОВ алгоритъмът успешно може да се прилага при обекти, които се характеризират със значителна промяна в параметрите на модела си. КТОВ алгоритъмът лесно се вгражда в съвременни средства за автоматизация, като съществува еднозначност на решенията в симулационен и експериментален план.

ЛИТЕРАТУРА

- 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] Nataraj S., V Paluri, Rambabu K., Nandkishor Kubal, Vishwesh Vyawahare, QFT Loop-Shaping Using a Fractional Integrator – Real-Time Application to a Coupled-Tank system, Proceedings of the 2nd IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications Porto, Portugal, July 19-21, 2006
- [8] Карлова-Сергиева В., А. Маринчев, Робастно управление на обект с регулируема величина ниво, Годишник на ТУ-София, т.67, кн.2, стр. 111-121, 02.06 04.06, Созопол, 2017
- [9] Маринчев, А., В. Карлова-Сергиева, Експериментално изследване на лабораторен стенд "Регулиране на ниво", Годишник на ТУ-София, т.64, кн.1, стр. 195-200, 2014
- [10] Маринчев, А., Карлова-Сергиева В., Синтез на регулатор със свойства подобни на човека оператор при управление на ниво, Международна конференция Автоматика'2015, юбилей "70 години Технически Университет-София", Годишник на ТУ-София, т.65, кн.1, стр. 185-195, 05.06 – 07.06, Созопол, 2015

Автори: Александър Митков Пантелеев, инж., бак., катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *apanteleev@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@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г. Рецензент: доц. д-р Васил Тотев Гълъбов



АНАЛИЗ НА ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ И СТАЦИОНАРНИ РЕЖИМИ В ЛИНЕЙНИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ ЧРЕЗ ИНТЕГРАЛ НА ДЮАМЕЛ ПРИ ИЗТОЧНИЦИ НА ЕНЕРГИЯ С ПРОИЗВОЛНА ФОРМА

Симона Петракиева

Абстракт: В настоящата статия е приложен интегралът на Дюамел за получаване на аналитични изрази за токове и напрежения по време на преходни процеси и стационарни режими в линейни електрически вериги. Методът е сравнен с други подходи за решаване на проблема. Посочени са неговите предимства и недостатъци. Основната положителна черта на интеграла се състои във факта, че чрез него може да се получи аналитичен израз на произволна величина (най-често ток или напрежение и по-рядко потенциал) при източници на енергия (на напрежение или на ток), изменящи се във времето по почасти непрекъснати функции с произволна форма. Недостатъците на този интеграл се изразяват в извършването на голям брой изчисления при получаване на аналитични изрази за търсените величини и липсата на физическа интерпретация за тях при решението. Приложимостта на дискутирания интеграл е илюстрирана върху реален пример.

Ключови думи: интеграл на Дюамел, преходни процеси, стационарни режими, линейни електрически вериги

TRANSIENT AND STEADY STATES ANALYSIS IN LINEAR ELECTRICAL CIRCUITS USING DUHAMEL'S INTEGRAL WHEN THE ENERGY SOURCES ARE WITH ARBITRARY FORM

Simona Petrakieva

Abstract: In the paper, the Duhamel's integral for determining the analytical expressions for currents and voltages during the transient and steady states in linear electrical circuits, is applied. Method is compared with other approaches for solving this problem. It is discussed its advantages and disadvantages. Main advantage of this technique consist in the fact that by the integral it can be obtain the analitical expression for the arbitrary quantity (current or voltage, rarely potential) when the energy sources (voltage or current sources) vary in the time as piece-continuous arbitrary functions. Disadvantages of Duhamel's integral consists in the big numbers of calculations during the process of determining analytical expressions of the studied quantities and unavailability of physical interpretation of them during the solution. The applicability of the considered method is illustrated on the real example.

Key-words: Duhamel's integral, transient and steady-state analysis, linear electrical circuits

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Интегралът на Дюамел се използва за определяне на аналитичен израз на дадена преходна величина x(t) при известен входен сигнал f(t) за линейни системи. Последният не е задължително да бъде периодична функция, както се изисква от други методи за анализ на преходни процеси (класически метод, метод на Z преобразуванието). Достатъчното условие за неговото прилагане е f(t) да бъде почасти непрекъсната функция. В зависимост от нейния характер и изходната преходна величина x(t) е със същата аналитична форма на математическото описание [1]. Този подход за анализ на преходни процеси се използва при едномерни линейни системи, т.е. системи с един вход и един изход (Фиг.1).



Фиг.1. Едномерна линейна система

При системи с повече входове и един изход, който зависи от комплексното влияние на всички входове се прилага принципа на суперпозицията спрямо отделните изходни реакции спрямо всяка от входните величини, действаща самостоятелно.

Настоящата статия е организирана по следния начин. В раздел 2 е дефинирана изходната постановка на задачите, в които се прилага интеграла на Дюамел. Същността и физическата интерпретация на интеграла са разгледани подробно в раздел 3, където накратко са описани и други съществуващи методи за анализ на преходни процеси в линейни електрически вериги. В същия раздел е извършено и сравнение между представените подходи. Практическото приложение на интеграла на Дюамел е илюстрирано върху пример на линейна пасивна електрическа верига в раздел 4. Статията завършва със заключителни бележки относно предимствата и недостатъците на интеграла на Дюамел при решаване на задачи за анализ на преходни процеси.

2. ДЕФИНИРАНЕ НА ПРОБЛЕМА

За да се приложи интеграла на Дюамел е необходимо предварително да се намери аналитичен израз на преходната характеристика h(t), която представлява реакцията на системата при единично входно въздействие f(t) = l(t) (фиг.2).



Фиг.2. Преходна характеристика h(t) в едномерна линейна система

В зависимост от физическата природа на изследваната линейна електрическа верига, преходната характеристика има съответен физически смисъл. В табл.1 са показани възможните преходни характеристики при анализ на преходни процеси в линейни електрически вериги.

Таблица 1

Преходни характеристики в линейни електрически вериги



3. РЕШЕНИЕ НА ПРОБЛЕМА

За постигане на всеобщност на изложението интегралът на Дюамел ще бъде приложен в общ вид върху линейна система (фиг.1). Последователността от стъпки при определяне на крайния аналитичен израз на изследваната преходна величина е следната.

1. Определяне на аналичния израз за преходната характеристика h(t)- обикновено се прилага операторния метод, като се разглежда веригата след комутацията и се вземат предвид независимите начални условия.

1.1. Чрез оператора на Лаплас се преобразуват величините и параметрите в електрическа верига от функции на времето съответно в p-образи H(p).

1.2. Прилагат се основните методи за анализ на електрически вериги и от получената линейна система с постоянни коефициенти се определя търсената H(p).

1.3. Прилага се обратно преобразувание на Лаплас за намиране на аналитичен израз за анализираната преходна характеристика h(t). 2. Прилагане на интеграла на Дюамел – Разглежда се веригата след комутацията.

Нека входният сигнал f(t) се описва с почасти непрекъсната функция, като във всеки от участъците съществува нейния аналитичен израз (фиг.4).



Фиг.4. Входен сигнал *f*(*t*) за анализираната линейна система

2.1. Нека $t \in [0, t_1]$, тогава в този интервал аналитичният израз за x(t) е следния:

$$\begin{aligned} x(t) &= f_1(0).h(t) + \int_0^t f'(\tau).h(t-\tau).d\tau = \\ &= f_1(0).h(t) + \int_0^t f_1'(\tau).h(t-\tau).d\tau = \\ &= f_1(0).h(t) + \int_0^t h'(\tau).f_1(t-\tau).d\tau \end{aligned}$$
(1)

Забележка: Тъй като $\int_{0}^{t} f_{1}'(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_{0}^{t} h'(\tau) f_{1}(t-\tau) d\tau$ в по-нататъчното изложение ще се използва само първия запис.

2.2. Нека $t \in [t_1, t_2]$, тогава в този интервал аналитичният израз за x(t) е следния:

$$\begin{aligned} x(t) &= f_1(0).h(t) + \int_0^t f'(\tau).h(t-\tau).d\tau = \\ &= f_1(0).h(t) + \int_0^{t_1} f_1'(\tau).h(t-\tau).d\tau + \left(f_2\left(t_{1+}\right) - f_1\left(t_{1-}\right)\right).h(t-t_1) + \int_{t_1}^t f_2'(\tau).h(t-\tau).d\tau \end{aligned}$$
(2)

2.п. Нека $t \in [t_{n-1}, t_n]$, тогава в този интервал аналитичният израз за x(t) е следния:

$$\begin{aligned} x(t) &= f_1(0).h(t) + \int_0^t f'(\tau).h(t-\tau).d\tau = \\ &= f_1(0).h(t) + \int_0^{t_1} f_1'(\tau).h(t-\tau).d\tau + \left(f_2\left(t_{1+}\right) - f_1\left(t_{1-}\right)\right).h\left(t-t_1\right) + \int_{t_1}^t f_2'(\tau).h(t-\tau).d\tau + (3) \\ &+ \dots + \left(f_n\left(t_{(n-1)+}\right) - f_{(n-1)}\left(t_{(n-1)-}\right)\right).h\left(t-t_{(n-1)}\right) + \int_{t_{(n-1)}}^t f_n'(\tau).h(t-\tau).d\tau \end{aligned}$$

2.(n+1). Нека $t \in [t_n, +\infty]$, тогава в този интервал аналитичният израз за x(t) е следния:

$$\begin{aligned} x(t) &= f_1(0).h(t) + \int_0^t f'(\tau).h(t-\tau).d\tau = \\ &= f_1(0).h(t) + \int_0^{t_1} f_1'(\tau).h(t-\tau).d\tau + \left(f_2\left(t_{1+}\right) - f_1\left(t_{1-}\right)\right).h\left(t-t_1\right) + \int_{t_1}^t f_2'(\tau).h(t-\tau).d\tau + (4) \\ &+ \dots + \left(f_{(n+1)}\left(t_{n+}\right) - f_n\left(t_{n-}\right)\right).h\left(t-t_n\right) + \int_{t_n}^t f_{(n+1)}'(\tau).h(t-\tau).d\tau \end{aligned}$$

Реакцията x(t) на линейната система (фиг.1) може да се определи и чрез други подходи, изискващи обаче входният сигнал x(t) да е непрекъсната периодична функция на времето, която в общ случай се разлага в ред на Фурие

$$f(t) = f_0 + \sum_{k=1}^{n} f_{m(k)} . \sin(k\omega t + \psi_k) .$$
 (5)

Тогава се анализират последователно нулевият и основният хармоник. За всеки от висшите хармоници се прилага използваната процедура за анализ на първи хармоник в леко модифициран вид. Накрая се прилага принципа на суперпозицията по отношение на информацията, получена на отделните етапи от анализа.

Ще представим накратко същността на всеки от тези методи, като ще изложим и предимствата и недостатъците на всеки от тях [2, 3, 4, 5].

При класическия метод [2, 3, 4] се извършва анализ на моментните стойности на изследваните величини в системата. Решава се нехомогенна система линейни диференциални уравнения с постоянни коефициенти. Основните му предимства се състоят в това, че всяка стъпка от решението е независима спрямо резултатите, получени на предходни стъпки и винаги се разполага с физическата интерпретация относно изменението на изследваните величини.

Операторният метод [2, 4] е прост за интерпретация и лесен за компютърна обработка, но при "ръчно" решаване на линейната система с постоянни коефициенти по отнощение на *p*-образите на изследваните величини и обратното им преобразуване чрез оператора на Лаплас във времевата област процесът е много трудоемък. Основният му недостатък се състои в липсата на физическа интерпретация на получените резултати относно изследваните величини по време на решението.

По същество честотният метод [3] е частен случай на операторния. Той също

се базира на преобразуванието на Фурие, като в получените *p*-образи се замества $p = j\omega$ и изследваната величина се анализира по отношение на АЧХ и ФЧХ на анализираната линейна система. Недостатъците му са същите както и тези на операторния метод, дори броят на изчисленията е доста по-голям.

Същността на метода с променливи на състоянието [3] се състои в това, че част от величините в анализираната верига се избират за променливи на състоянието (при електрическа верига, това са токовете през намотки и напреженията върху кондензатори), а останалите величини се изразяват чрез тях. В резулатат на това се получава линейна система диференциални уравнения от първи ред, където участват спрямо променливите на състоянието, което е основното предимство на метода. А основният му недостатък се състои в това, че всяка от изследваните величини, ако не е променлива на състоянието, трябва да се определи допълнително.

Методът на Z преобразуването [3] използва идеята за дискретизация на преходната характеристика h(t) и оттам определяне на реакцията x(t) на анализираната система. Основният му недостатък се състои в това, че е приложим само за периодични функции. Друг негов недостатък се изразява в необходимия голям брой изчисления по време на решението.

4. ИЛЮСТРАТИВЕН ПРИМЕР

Практическата приложимост на интеграла на Дюамел ще бъде илюстрирана върху линейната електрическа веригига от фиг.5.



Намирането на аналитични изрази за търсената величина $u_L(t) = ?$ за всеки от трите интервала чрез използване на интеграла на Дюамел се извършва както следва.

1. Определяне на аналичния израз за преходната характеристика $h_{\mu}(t)$ - чрез операторния метод.

Преди комутацията в електрическата верига ключът К е отворен и $i_L(0-)=0$, A. От закона за комутация следва, че: $i_L(0+)=i_L(0-)=0$, A

1.1. Чрез оператора на Лаплас се преобразуват величините и параметрите в електрическа верига от функции на времето съответно в *p*-образи $H_u(p)$ (фиг.б.а. и фиг.б.б.).



Фиг.6.а.

Фиг.6.б.

1.2. Прилагат се основните методи за анализ на електрически вериги и от получената линейна система с постоянни коефициенти се определя търсената $H_{\mu}(p)$.

$$I(p) = \frac{1}{p.(R+pL)}$$

$$\downarrow \qquad (6)$$

$$H_u(p) = U_L(p) = pL.I(p) = \frac{pL}{p.(R+pL)} = \frac{1}{(p+1)}$$

1.3. Прилага се обратно преобразувание на Лаплас за намиране на аналитичен израз за анализираната преходна характеристика $h_u(t)$.

$$h_{\mu}(t) = u_{L}(t) = e^{-t}$$
(7)

2. **Прилагане на интеграла на Дюамел** – Разглежда се веригата след комутацията, когато ключът К е затворен.

Входното напрежение e(t) е почасти непрекъсната функция (фиг.5.а.):

$$e(t) = \begin{cases} -10, & 0 \ s \le t \le 10 \ s \\ 10, & 10 \ s \le t \le 20 \ s \\ 0, & 20 \ s \le t \end{cases}$$
(8)

В този случай интегралът на Дюамел ще се приложи 3 пъти за всеки от изследваните интервали.

2.1. Нека $t \in [0, t_1] = [0, 10 s] \implies e(t) = -10, V$, тогава в този интервал аналитичният израз за $u_L(t)$ е следния:

$$e(\tau) = 0$$

$$u_L(t) = e(0).h_u(t) + \int_0^t e'(\tau).h(t-\tau).d\tau = e(0).h_u(t) = -10.e^{-t}, V$$

$$u_L(t) = -10.e^{-t}, V$$
 (9a)

2.2. Нека $t \in [t_1, t_2] = [10 \ s, 20 \ s]$, тогава в този интервал аналитичният израз за $u_L(t)$ е следния:

$$u_{L}(t) = e(0).h_{u}(t) + \int_{0}^{t_{1}} e'(\tau).h(t-\tau).d\tau + (e(t_{1+}) - e(t_{1-})).h(t-t_{1}) + \int_{t_{1}}^{t} e'(\tau).h(t-\tau).d\tau = e'(\tau) = 0$$

= $e(0).h_{u}(t) + (e(t_{1+}) - e(t_{1-})).h(t-t_{1}) = -10.e^{-t} + (10 - (-10)).e^{-(t-10)}$
 $u_{L}(t) = (20.e^{10} - 10).e^{-t}, V$ (96)

2.3. Нека $t \in [t_n, +\infty] = [20 \ s, +\infty]$, тогава в този интервал аналитичният израз за $u_L(t)$ е следния:

$$u_{L}(t) = e(0).h_{u}(t) + \int_{0}^{t_{1}} e'(\tau).h(t-\tau).d\tau + (e(t_{1+}) - e(t_{1-})).h(t-t_{1}) + \int_{t_{1}}^{t_{2}} e'(\tau).h(t-\tau).d\tau + (e(t_{2+}) - e(t_{2-})).h(t-t_{2}) + \int_{t_{2}}^{t} e'(\tau).h(t-\tau).d\tau = e'(\tau) = 0$$

$$= e(0).h_{u}(t) + (e(t_{1+}) - e(t_{1-})).h(t-t_{1}) + (e(t_{2+}) - e(t_{2-})).h(t-t_{2}) = -10.e^{-t} + (10 - (-10)).e^{-(t-10)} + (0 - 10).e^{-(t-20)} = -10.e^{-t} + 20.e^{(10-t)} - 10.e^{(20-t)}$$

$$u_{L}(t) = 10.(-1 + 2.e^{10} - e^{20}).e^{-t} = -10.(e^{10} - 1)^{2}.e^{-t}, V$$
(9B)

Окончателните аналитични изрази за $u_L(t)$ са както следва:

$$u_L(t) = \begin{cases} -10.e^{-t}, V, & 0 \ s \le t \le 10 \ s \\ (20.e^{10} - 10).e^{-t}, V, & 10 \ s \le t \le 20 \ s \\ -10.(e^{10} - 1)^2.e^{-t}, & 20 \ s \le t \end{cases}$$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основното предимство на интеграла на Дюамел се състои в това, че той може да се използва за намиране на аналитичен израз на изследвана преходна величина x(t) при входен сигнал f(t) с произволна форма, който се описва с почасти непрекъсната функция.

Основният му недостатък се изразява в големия брой изчисления, необходими за определяне на аналитичните изрази на търсената преходна величина за всеки от интервалите на изменение на входното въздействие и нужната информация за f(t) и h(t) за всеки от интервалите. Този недостатък е елиминиран с факта, че в електронната таблица Excel съществува вградена функция за прилагане на интеграл на Дюамел и не е нужно той да се пресмята "ръчно".

При анализ на преходни процеси и стационарни режими в линейни електрически вериги чрез прилагане на интеграла на Дюамел в процеса на решението се губи физическа представа за изменението на изследваната величина x(t) във времето за разлика от класическия метод.

От друга страна всяка линейна електрическа верига, съдържаща само пасивни елементи, винаги е устойчива и преходните процеси в нея са сходящи, поради което няма смисъл да се изследват. Приложението му за анализ на реални линейни системи, където съществува опасност от поява на разходимост и разрушаване на системата, има смисъл, но и там то е свързано с голям брой изчисления.

От всичко, казано по-горе, може да се направи извода, че интегралът на Дюамел е мощен математически апарат, който се използва рядко, тъй като съответстващата му програмната му реализация изисква голям брой изчисления.

REFERENCES

[1] Fritz John. Partial Differential Equations. New York, Springer-Verlag, 1982, 4th ed., 0387906096, ISBN: 978-0-387-90609-6

[2] Hayt, W., Jr., J. Kemmerly, S. M. Durbin, Engineering Circuit Analysis. 11th Edition, McGRAW-Hill, Inc., 1993, ISBN: 978-0-07-352957-8, MHID: 0-07-352957-5, 880 pp.

[3] Младенов, В., С. Владов. Теоретична електротехника. 2^{ро} преработено издание, ИК "КИНГ", 2016, 2017, ISBN: 978-954-9518-89-4, 228 стр.

[4] Фархи, С., С. Папазов. Теоретична електротехника. част 1, Техника, 1992, ISBN: 954-03-0115-7, 664 стр.

[5] Dobrucký, B., P. Štefanec, R. Koňarik, O. Chernoyarov. Transient analysis in electrical circuits using Z-transformation, ELEKTRO, 16-18 May 2016, Strbske Pleso, Slovakia, INSPEC Accession Number: 16142653, DOI: 10.1109/ELEKTRO.2016.7512051, Publisher: IEEE http://ieeexplore.ieee.org/document/7512051/?denied

Автор: Симона Петракиева, доц. д-р, катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *petrakievas-te@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: проф. д-р Живко Георгиев



ИЗГРАЖДАНЕ НА НИСКОСТОЙНОСТНА УЧЕБНО-ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКА ПЛАТФОРМА ЗА МОБИЛНА КОМУНИКАЦИЯ

Александър Маринчев

Резюме: Настоящата работа разглежда изграждането на учебно-изследователска платформа за мобилна комуникация посредством масово достъпни средства. Целта на такава платформа е да покаже на учениците и студентите, с интерес към мобилните комуникации, основните компоненти и принципите за изграждане на мобилните комуникационни устройства. Разработеното устройство е с изцяло учебна цел и няма комерсиална насоченост. **Ключови думи:** мобилни комуникации, обмен на данни, микроконтролери

BUILDING A LOW-COST TRAINING-RESEARCH PLATFORM FOR MOBILE COMMUNICATION

Alexander Marinchev

Abstract: This work presents the construction of educational and research platform for mobile communication using widely available tools. The purpose of such a platform is to show students interested in mobile communications the basic components and principles of building mobile communication devices. The developed device is purely educational and has no commercial focus.

Key-words: mobile communications, data exchange, microcontrollers

1. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Мобилните комуникации стават все по-разпространени както за връзка между хората, така и за връзка между отдалечени системи за автоматично управление. Почти всеки човек използва мобилен телефон, а в последно време мобилни комуникации се използват и за проследяване на транспортни средства, отдалечено измерване и управление на технологични процеси и други. Поради тази причина е необходимо запознаването на студентите с принципите и техническите средства за изграждане на такъв тип комуникации.

Целта на настоящата работа е да се разработи учебно-изследователска платформа позволяваща мобилна комуникация в GSM мрежа и работеща с микроконтролер с ниска цена. Платформата трябва да бъде модулна като отделните модули трябва да могат лесно да се свързват и разделят, без използването на специални инструменти или запояване. Необходимо е да има микроконтролер, комуникационен модул, модул за човеко-машинен интерфейс и захранване. Захранването трябва да бъде от батерия, за предпочитане акумулаторна, за да е преносимо устройството.

Изградената учебно-изследователска платформа ще позволява широк кръг експериментални изследвания посредством микроконтролер и комуникационни модули.

2. МИКРОКОНТРОЛЕРНА ЧАСТ

Микроконтролерите предствавляват интегрирани микропроцесор, памет и периферни интерфейсни адаптери в единична интегрална схема. Най-често ядрото на микропроцесорите в микроконтролерите е със значително по-малка изчислителна мощ спрямо процесорите за настолни компютри, но за сметка на това се отличават с много ниска консумация на електрическа енергия, намален набор от инструкции, улеснено програмиране. В микроконтролера се интегрира както памет с произволен достъп (RAM), така и енергонезависима памет (ROM), като в повечето случаи тези две памети са обособени като програмна и даннова памет. Вградените периферни интерфейсни адаптери в един микроконтролер могат да бъдат най-различни като например: АЦП, ЦАП, универсален сериен комуникационен адаптер, различни индустриални комуникационни интерфейси, контролер за директен достъп до паметта, броячи, компаратори, часовник за реално време и други.

Микроконтролерите намират широко приложение във вградените системи за управление, в системите за забавление, в транспортни средства, за домашна автоматизация и за индустриални приложения.

В днешно време на пазара се предлага широко разнообразие от микроконтролери от различни производители и с различна архитектура и възможности. Програмирането на всеки отделен вид микроконтролер е много специфично и овладяването на работата с една архитектура в последствие затруднява преминаването към друга. При разработването на настоящата учебно-изследователска платформа стремежът е към унифицираност на програмирането и независимост от архитектурата на микроконтролера, затова като микроконтролерна част е избрано Arduino. Arduino е микроконтролерна система с отворен код, позволяваща използването на различни микроконтролери и програмирането им по унифициран начин. Програмният код за Arduino е преносим между различните му варианти независимо от архитектурата на микроконтролера в тях.

В разглежданата учебно-изследователска платформа е използване микроконтролерна платка Arduino Leonardo която е снабдена с мощен 8-битов микроконтролер с ядро Atmel AVR, енергонезависимата му програмна памет е 32KB, данновата памет с произволен достъп е 2.5KB и основната тактова честота е 16MHz, тези параметри са достатъчни за изграждането на широк кръг от устройства от компютърна мишка до мобилен телефон със сензорен дисплей и GPS. Освен това разползага с 20 цифрови входо-изхода и 12 аналогови позволяващи работата с голямо разнообразие от външни сигнали – измервания от сензори или управляващи въздействия с изпълнителни механизми [**3**].

Arduino базираните системи се програмират посредством свободна развойна среда. Езикът за програмиране е базиран на С++ но изисква спазването на опре-
делена структура на програмата. Основната структура на програма за Arduino e: void setup() {

// тук е кода за инициализация, изпълнява се веднъж при стартиране

}

void loop() {

// тук изпълнението на кода се повтаря непрекъснато

}

3. КОМУНИКАЦИОННА ЧАСТ

Настоящата учебно-изследователска платформа е предвидена да поддържа различни безжични комуникационни интерфейси, като основната комуникация е GSM връзка. GSM комуникацията позволява предаване на далечно разстояние както на глас така и на цифрови данни, в съвременния си вариант се поддържат високи скорости и сигурност на обмена на информация. В днешно време почти всеки човек използва мобилен телефон, но малко хора познават в дълбочина как функционира той. За разработваната платформа е избран GSM комуникационен модул позволяващ конфигуриране на ниско ниво, което дава възможност за детаилно изучаване и запознаване с комуникацията в GSM мрежата.

Системата Arduino позволява включването на различни комуникационни модули изработени във формата на приставки към основната микроконтролерна платка. Използваната комуникационна платка-приставка е Elecrow A7 Shield на която има комуникационен модул Ai-Thinker A7, който съчетава в един корпус GPS и Quad-Band GSM/GPRS [2]. Конфигурирането на модула се осъществява посредством стандартни АТ команди. АТ командите са разработени през 1981 за конфигуриране и управление на телефонните модеми, от тогава до днес те са се превърнали в стандарт за конфигурирането и управлението на всякакво комуникационно оборудване, независимо дали е жично или безжично, дали пренася глас или цифрови данни. АТ командите за конфигуриране на GSM комуникационни устройства са стандартизирани съгласно 3GPP TS 27.X където са описаният на специфичните операции свързани с GSM – операции със SIM картата, регистрация в мрежата, сила на сигнала, кратки текстови съобщения (SMS), освен това за специфични цели всеки производител може да дефинира свои команди, които обаче трябва стриктно да спазват конвенцията за дефиниране на АТ командите [1].

Платката Elecrow A7 Shield позволява използването на UART интерфейса на Arduino за работа с AT командите, като може да се избере дали да се използва хардуерният или софтуерният UART посредством джъмпери на платката. В софтуера е необходимо да се конфигурира правилният итерфейс в зависимост от избраното с джъмперите. В разглежданата платформа е избран хардуерният интерфейс за комуникация с GSM модула, а софтуерният е свързан към човекомашинният интерфейс.

Стандартните АТ команди които се използват най-често за конфигуриране на GSM модула са: ATD<номер> за набиране на номер; AT+CSQ за прочитане на силата на сигнала; ATA за приемане на повикване; ATH за отказване на повикване или прекратяване на разговор.

Необходимо е да се състави добър алгоритъм за работа на устройството за да се подават подходящите команди когато трябва.

4. 3AXPAHBAHE

Всички компоненти на учебно-изследователската платформа се захранват от общо захранване свързано към захранващият съединител на микроконтролерната платка Arduino. Изискванията към захранването са: напрежение 6V ток до 2A. Възможно е захранване както от електрическата мрежа посредством адаптер, така и от батерия. За по-голяма мобилност на платформата е изработено захранване посредством презареждаема Li-Po батерия с капацитет 2300 mAh. Номиналното напрежение на такъв тип батерии е 3.7V което е недостатъчно за захранване на платформата, поради тази причина се използва регулируем повишаващ регулатор на напрежение тип МТЗ608 който е настроен да поддържа напрежение 6V при което осигурява ток до 2A [5]. За зареждането на батерията е предвидена прадпазно-зареждаща схема за Li-Po батерии, която осигурява необходимият режим за правилно зареждане на батерията и я предпазва от презареждане, използвана е интегрална схема TP4056 която позволява прецизно регулиране на зарядния ток.

5. ЧОВЕКО-МАШИНЕН ИНТЕРФЕЙС

Човеко-машинният интерфейс служи за да представя информация на човека работещ със системата и да отчита подаваните от него команди. В последно време най-разпространената форма на човеко-машинен интерфейс е сензорният дисплей, при него визуализирането на информация и отчитането на командите са интегрирани в едно. Използването на сензорен дисплей спестява място и улеснява работата на човека с машината. В учебно изследователската платформа е използван човеко-машинен интерфейс под формата на сензорен дисплей Nextion NX3224T024 - Generic 2.4" TFT Intelligent LCD Touch Display. Предимствата на избраният дисплей са ниска цена, лесно конфигуриране и опростено свързване с микроконтролерната част [4].

Сензорният дисплей се свързва към Arduino посредством UART интерфейс, като в конкретният случай се използва софтуерния UART защото хардуерния е зает от GSM модула. Дисплеят Nextion NX3224T024 се конфигурира посредством специализиран софтуер от типа WYSIWYG при който в редактора се изобразява човеко-машинният интерфейс точно по начина по който ще изглежда и на дисплея.

Освен визуалното и тактилно взаимодействие с човека посредством сензорният дисплей е предвидена и възможност за звукови взаимодействия. Звуковата комуникация с човека се осъществява посредством слушалки и микрофон свързани към GSM комуникационният модул, на предвидените за целта места. Към микроконтролера е свързан и пиезоелектричен звукоизлъчвател, който се контролира посредством цифров изход с възможност за широчинно импулсна модулация.

Цялата свързана система е показана на фиг.1.



Фиг.1.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработена е учобно-изследователска платформа позволяваща комуникация в GSM мрежата, позициониране чрез GPS, и свободно програмиране за различни приложения. Платформата е мобилна, тъй като се захранва от батерия с достатъчно голям капацитет за няколко часа автономна работа.

По същество платформата представлява мобилен телефон, на който са достъпни всички вътрешни компоненти за програмиране, конфигуриране и изучаване на функционирането им.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Commands for Host-Processed and Host-Controlled Modems, Conexant, 2001.

[2] Elecrow Company, https://www.elecrow.com/wiki/index.php?title=A7_GPRS %2BGSM%2BGPS_Shield, Shenzhen, China, 2018.

[3] Arduino AG, https://store.arduino.cc/arduino-leonardo-with-headers, 2018.

[4] ITEAD INTELLIGENT SYSTEMS CO. LTD, https://www.itead.cc/nextion-nx3224t024.html, 2018.

[5] AEROSEMI, MT3608 High Efficiency 1.2MHz 2A Step Up Converter, Aerosemi Technology Co. Ltd, 2012.

Автор: Александър Пламенов Маринчев, главен асистент д-р инж., кат. "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *amar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г. Рецензент: доц. д-р Васил Тотев Гълъбов



УПРАВЛЕНИЕ С ФРАКТАЛНА ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ - част 1

Емил Николов

Резюме: В настоящата разработка се предлага и изследват възможностите за приложение на нов клас системи с фрактална параметричан компенсация FGSC. Предложени са: структурна конфигурация, принцип на действие, метод и аналитичен алгоритъм за синтез на FGSC-системи за управление. На основата на числен пример е проектирана FGSC-система за управление и са представени резултати от анализа на нейното качеството.

Ключови думи: управление с фрактална параметрична стабилизация, качество на FGSC-системи за управление.

FRACTIONAL GSC - part 1

Emil Nikolov

Abstract: This paper examined the possibility of application of the fractional gain scheduling control systems. In this work are proposed: structural configuration of FGSC-control systems, analytical methods and algorithms of their analytical synthesis. For numerical example are designed FGSC-control systems and presented the results of the analysis of their performance.

Keywords: Fractional Gain Scheduling Control, Control System Performance

въведение

Известна е ефективната *GSC*-стратегия (*GSC-Gain Scheduled Control*) за параметрически компенсационно (фиг.2) управление (стабилизация) [1]÷[22], при която, за разлика от традиционната (фиг.1), базовият регулатор от непълен, дробен ред с фиксирана структура \mathfrak{R}_{10}^* е разширен до \mathfrak{R}_{osc} с адитивен { $\nabla \ell$ } и сериен { ∇a } параметрически компенсационни контури. За структурите (фиг.1, фиг.2) регулаторът $\mathfrak{R}_{10}^* \bigoplus_{\sigma=cont} G^*$ е настроен оптимално в контекста на критерия σ към номиналния модел G^* на обекта $G = G_1 G_2$, където: y - регулируема величина; y^0 - задание; ε - разсъгласуване; l - управление към регулиращия орган (*PO*) G_1 ; q входна величина към технологичния процес G_2 ; b -акустична звукова емисия в *PO*; v - смущение по натоварване; s - хидродинамично натоварване към G_1 ; ς параметрично (структурно) смущение върху G_2 ; f - смущение по измерване.

Аналитичното описание на традиционното управление u_{FD} (1) и на *GSC*управлението u_{GSC} (2) е показателно за различието в двете стратегии [1] ÷ [25]. Ефективността на втората се постига чрез компенсационните променливи $\nabla \ell$ и ∇a при флуктуации на ς , s, b.

При критерий •постоянна стойност на предавателния коефициент по разход $\kappa_{a_i}^{csc}$ • (3) на обобщения обект G, адитивната $\nabla \ell$ в структурата на \mathfrak{R}_{csc} (фиг.2) се определя (синтезира) като решение (6) на •компенсационното уравнение на параметричния баланс• (5), където: ∇s_i са флуктуациите на s спрямо s_i^* ; κ_{csc} , $\kappa_{c_i}^{csc}$ - пълният и процесният предавателни коефициенти на системата (7); κ_c - предавателният коефициент на обобщения обект за управление; k_p - коефициентът на пропорционалност на \mathfrak{R}_{to}^* ; k_{s_i} и k_{t_i} - априори известни предавателни коефициенти на **РО** в номиналнаработна точка; P^o - достъпна за непрекъснато измерванестойност на налягане на флуида през **РО**, определящи текущата стойност на s [25].

Серийната компенсационна променлива ∇a в структурата на \mathfrak{R}_{asc} (фиг.2) се определя (синтезира) по зависимостта (9) като текущо решение на критерия за •*постоянна стойност на предавателния коефициент* κ_{asc}^{asc} на обобщения обект $G^{\bullet}(8)$, където c^* е множител с постоянна стойност, определена с (10).

$$u_{FID} = \mathbf{R}_{Io}^* \varepsilon , \qquad (1)$$

$$u_{GSC} = \mathbf{\mathcal{R}}_{I\mathbf{0}}^* \nabla a^{GSC} \varepsilon + \nabla \ell^{GSC} , \qquad (2)$$

$$\kappa_{G_i}^{GSC}(\nabla s_i, t) = const \quad , \tag{3}$$

$$\kappa_{G_{i}}^{GSC} = dq/dl = \left(\left(\frac{\partial q}{\partial l} \right) \Delta l + \left(\frac{\partial q}{\partial s} \right) \Delta s \right) / dl = \left(k_{I_{o}^{*}} \Delta l + k_{s_{o}^{*}} \Delta s \right) / dl ,$$

$$\left(l_{o}^{*} = const; \ s_{o}^{*} = const; \ k_{I_{o}^{*}} = k_{u} = const; \ k_{s_{o}^{*}} = k_{s} = const \right)$$
(4)

$$\left(k_{l_{o}^{*}}\left(\Delta l + \nabla \ell_{l}^{GSC}\right) + k_{s_{o}^{*}}\left(\Delta s + \nabla s_{l}\right)\right) / d l = \left(k_{l_{o}^{*}}\Delta l + k_{s_{o}^{*}}\Delta s\right) / d l \quad ,$$

$$(5)$$

$$\nabla \ell_{i}^{GSC} = \nabla \boldsymbol{f}_{i}^{GSC} = -\left(k_{s_{i}^{*}} / k_{i_{i}^{*}}\right) \nabla \boldsymbol{s}_{i}$$

$$\stackrel{* \ 3}{=} \left(s_{i}^{*}\right)^{-1} \nabla \boldsymbol{s}_{i} = -\left(k_{s_{i}^{*}} / k_{i_{i}^{*}}\right) \left(s_{i}^{2n\left(1-\ell_{i}^{*}\right)} - l_{i}\right) \left(s_{i}^{2n\left(1-\ell_{i}^{*}\right)}\right)^{-1} \nabla \boldsymbol{s}_{i}$$
(6)

$$\nabla l_{t,lin}^{GSC} = 0,5 \left(\ell_0^{*-2} - I \right) \ell_0^{*3} \left(s_0^{*} \right)^{-1} \nabla s_{t} \quad ; \quad \nabla l_{t,log}^{GSC} = 0.5 \left(e^{2n \left(I - \ell_0^{*} \right)} - I \right) \left(n s_0^{*} e^{2n \left(I - \ell_0^{*} \right)} \right)^{-1} \nabla s_{t} \quad , \tag{6}$$

$$\kappa_{GSC}\left(\nabla s_{t},\xi_{t},t\right) = k_{p} \kappa_{G_{t}}^{GSC}\left(\nabla s_{t},t\right) \kappa_{G_{2}}^{GSC}\left(\xi_{t},t\right) = k_{p} \kappa_{G}\left(\nabla s_{t},\xi_{t},t\right), \left(k_{p} = const\right) , \qquad (7)$$

$$\kappa_{G}^{GSC} = \nabla \boldsymbol{a}_{i}^{GSC} k_{p} \kappa_{G_{i}}^{GSC} \kappa_{G_{2}}^{GSC} (\xi_{i}, t) = const, (k_{p} = const, \kappa_{G_{i}}^{GSC} = const) ,$$
(8)

$$\nabla \boldsymbol{a}_{i}^{GSC} = \frac{\kappa_{G}^{GSC}}{k_{p} \cdot \left(\kappa_{G_{i}}^{GSC}\right) \cdot \kappa_{G_{2}}\left(\boldsymbol{\xi}, t\right)} = \frac{\kappa_{G}^{GSC}}{k_{p} \cdot \left(\kappa_{G_{i}}^{GSC}\right) \left(dy_{i} / d\ell_{i}\right)} = c * \frac{1}{\left(dy_{i} / d\ell_{i}\right)} = c * \left(\Delta y_{i} / \Delta \ell_{i}\right)^{-1} , \qquad (9)$$

$$c^* = \kappa_G^{GSC} \left(k_p \cdot \kappa_{G_1}^{GSC} \right)^{-1} = const \quad .$$
 (10)



АНАЛИТИЧНО ОПИСАНИЕ И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

Принципът на действие на \mathfrak{R}_{asc} -системата (фиг.2) графично е демонстриран на фиг.4. Върху експлоатационната разходна характеристика на **PO** (фиг.4.а.-за линейни и на фиг.4.b.-за логаритмични **PO**) се разглежда произволно избрана работна точка **"1"** с координати $\{l_1*, q_1*\}$ и стойности на компенсационните променливи $\{\nabla l=0, \nabla a=1\}$. Нека тя да бъде определена като "номинална" работна точка. В **"1"** предавателният коефициент по разход $\kappa_{a_i}^{csc}$ (11) на системата (фиг.2) се определя като $_i k_{a_i} (\nabla s) = tg(\alpha_i)$, където α_i е ъгълът, който допирателната през точка **"1"** сключва с абсцисата. Нека постъпи смущение ∇s (външно за системата), в резултат на което работната точка **"1"**, изобразяваща статуса на реалната система, би се преместила от **"1"** в точка **"2"** (както би станало в традиционната система от фиг.1 например). В точка **"2"** предавателният коефициент на системата по разход <u>,</u> $\kappa_{a,}^{csc}$ (12) се отличава от <u>,</u> $k_{a,} = tg(\alpha_1)$ (13), защото α_2 е различен от α_1 . С помощта на адитивната компенсационна променлива $\nabla \ell_i^{csc}$ (15), определена като решение на "компенсационното уравнение" (14) при критерий (16), \mathfrak{R}_{csc} -системата (фиг.2) генерира целенасочено преместване от точка **"1"** в работна точка **"3"**. В точка **"3"** предавателният коефициент по разход <u>,</u> $\kappa_{c,i}^{csc}$ (17) на системата (фиг.2) е тъждествена равен на <u>,</u> $\kappa_{c,i}^{csc}$, като $\alpha_3 \equiv \alpha_1$, защото чрез $\nabla \ell_i^{csc}$ (15) системата удовлетворява критерият (16), независимо от размера на постъпилото смущение по натоварване ∇s . По този механизъм протича процесът на адитивна параметрична компенсация в \mathfrak{R}_{csc} -системата чрез $\nabla \ell_i^{csc}$ (15), отразен с помощта на параметричния плот на фиг.5, за разлика от традиционната система (фиг.1). В допълнение чрез серийната компенсационна променлива ∇a_i^{csc} (9) \mathfrak{R}_{csc} системата удовлетворява и критерия (8) за ******постоянна стойност на предавателния коефициент* κ_{a}^{csc} *на обобщения обект G*[•].



$${}_{I} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) = \frac{k_{I_{o}} (\Delta l + \nabla \ell_{I}^{GSC}) + k_{s_{o}} (\Delta s + \nabla s)}{dl}, ({}_{I} k_{G_{I}} (\nabla s) = tg(\alpha_{I})),$$
(11)

$${}_{2} \kappa_{G_{i}}^{GSC}(\nabla s_{i}, t) = \frac{k_{l_{o}}^{-}} \left(\Delta l + \nabla \ell_{t}^{GSC} \right) + k_{s_{o}}^{-} \left(\Delta s + \nabla s \right)}{dl}, \left({}_{2} k_{G_{i}}^{-} \left(\nabla s \right) = tg\left(\alpha_{2} \right) \right) , \qquad (12)$$

$$_{2} \kappa_{G_{i}} (\nabla s, t) \neq _{1} \kappa_{G_{i}} (\nabla s, t), (\alpha_{2} \neq \alpha_{1}) , \qquad (13)$$

$$k_{I_{o}^{*}}\left(\Delta l + \nabla \ell_{I}^{CSC}\right) + k_{s_{o}^{*}}\left(\Delta s + \nabla s_{I}\right) = k_{I_{o}^{*}}\Delta l + k_{s_{o}^{*}}\Delta s \quad , \tag{14}$$

$$\nabla \ell_{t}^{GSC} \left(\nabla \boldsymbol{s}_{t}, t \right) = \nabla \boldsymbol{\ell}_{t}^{GSC} \left(\nabla \boldsymbol{s}_{t}, t \right) = - \left(k_{s_{o}^{*}} / k_{t_{o}^{*}} \right) \nabla \boldsymbol{s}_{t} \quad , \qquad (15)$$

$${}_{I} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) \equiv {}_{I} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) \equiv {}_{I+I} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) \equiv {}_{I+2} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) \equiv \dots \equiv {}_{I+n} \kappa_{G_{I}}^{GSC} (\nabla s_{I}, t) \equiv const ,$$

$$(16)$$

$$\left({}_{_{3}} k_{_{G_{1}}} \left(\nabla s \right) = tg \left(\alpha_{_{3}} \right) \right) \equiv \left({}_{_{1}} k_{_{G_{1}}} \left(\nabla s \right) = tg \left(\alpha_{_{1}} \right) \right) \equiv const , \left(\alpha_{_{3}} \equiv \alpha_{_{1}} \right) .$$

$$(17)$$

Предимствата в качеството на \mathfrak{R}_{csc} -системата (фиг.2) пред \mathfrak{R}_{rev} -системата (фиг.1) са определени и доказани с помощта на сравнителен анализ при едни и същи други условия (обобщен обект *G*, сигнални y^o , v, f и репараметризиращи/реструктуриращи s, b, ς смущения). При такива условия \mathfrak{R}_{csc} - и \mathfrak{R}_{rev} -система са моделирани и симулирани паралелно. Резултатите от симулацията са показани на фиг.6, фиг.7. За еднотипно комбинирано $\{y^o, s, b, v\}$ смущение (фиг.6.а) са определени и визуализирани стойностите на производните на предавателните коефициенти по разход $d\kappa_{a_i}^{rw}/dt$, $d\kappa_{a_i}^{csc}/dt$ (фиг.6.b) на двете затворени системи. Очевидна е значимата разлика в свойствата на двете системи. Благодарение на действието на $\nabla \ell_i^{asc}$ и на ∇a_i^{csc} , флуктуациите в $\kappa_{a_i}^{csc}$ на \mathfrak{R}_{csc} -системата (18), (19) клонят към нула, т.е. стойността на $\kappa_{c_i}^{csc}$ е постоянна, тъй като ($d\kappa_{a_i}^{csc}/dt$) $\rightarrow 0$. Това не се отнася за $\kappa_{c_i}^{rm}$ -системата.

В резултат на различията в свойствата и функционалните възможности на \mathbf{R}_{osc} и \mathbf{R}_{FD} -системите, се проявяват значими разлики (фиг.7) в количествените показатели на тяхното качество (време на регулиране t_p , пререгулиране σ , максимално динамично отклонение y^{csc} , запас на устойчивостта по модул *GM*, запас на устойчивостта по фаза *PM* и др.).

Проявата на ефекта от изпълнението на критерия (3), (16) в \mathfrak{R}_{GSC} -системата за •*постоянна стойност на предавателния коефициент по разход* $\kappa_{G_i}^{GSC}$ • инакритерия (8) за •*постоянна стойност на предавателния коефициент* κ_{G}^{GSC} *на обобщения обект* G^{\bullet} са в основата на нейното предимство (20) в сравнение с \mathfrak{R}_{FD} -системата.

$$\left(d\kappa_{G_{i}}^{GSC}/dt\right) < < < \left(d\kappa_{G_{i}}^{FD}/dt\right) , \left(\left(d\kappa_{G_{i}}^{GSC}/dt\right) \rightarrow 0\right) ,$$
(18)

$$\left(d\kappa_{G_{i}}^{GSC}/dt\right) \rightarrow 0 \implies \kappa_{G_{i}}^{GSC} = const$$
, $\left(\kappa_{G_{i}}^{FD} \neq const\right)$, (19)

$$t_p^{GSC} \ll t_p^{FID}$$
; $\sigma^{GSC} \ll \sigma^{FID}$; $y_{max}^{GSC} \ll y_{max}^{FID}$; $GM^{GSC} \gg GM^{FID}$; $PM^{GSC} \gg PM^{FID}$. (20)



СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ФРАКТАЛНА ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

Настоящата разработка за първи път предлага разширение на *GSC*-системата (фиг.2) до *FGSC*-система (*Fractional Gain Scheduled Control Systems*) в класа на системите с оператори от теория на обобщеното дробно смятане [23] \div [30]. Новата \mathfrak{R}_{rosc} -система (фиг.3) запазва изцяло основния принцип на параметрична компенсация (3) \div (17) с адитивната променлива $\nabla \ell_{r}^{rosc} \equiv \nabla \ell_{r}^{osc}$ (20), но се отличава от \mathfrak{R}_{cosc} - системата (фиг.2) по функционалното допълнение в серийната компенсационна променлива ∇a_{r}^{rosc} (9) до ∇a_{r}^{rosc} (21) с фрактален филтър $\boldsymbol{\varphi}_{c}$. Филтърът [25] е предназначен да компенсира влиянието на закъснението τ в процесната съставяща G_{2} на G, а с това и инерционността в процеса на параметричната компенсация (3) \div (17). Като резултат управлението в \mathfrak{R}_{rosc} -системата се определя с (22), за разлика от (1) и (2)

$$\nabla \ell_{i}^{PGSC} \equiv \nabla \ell_{i}^{GSC} = -\left(k_{s_{i}} / k_{l_{i}}\right) \nabla s_{i} , \qquad (20)$$

$$\nabla \boldsymbol{a}_{t}^{FGSC} = \nabla \boldsymbol{a}_{t}^{GSC} \boldsymbol{\mathcal{D}}_{\boldsymbol{\alpha}} \quad , \tag{21}$$

$$u_{FGSC} = \mathcal{R}_{Io}^* \nabla a_{i}^{GSC} \mathcal{D}_{s} \varepsilon + \nabla \ell^{FGSC} = \mathcal{R}_{Io}^* \nabla a_{i}^{FGSC} \varepsilon + \nabla \ell^{FGSC} .$$
(22)



За систематизираните по-горе еднотипни условия (обобщен обект *G* и смущения $\{y^o, s, b, v\}$) \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{asc} - и \mathfrak{R}_{Fasc} -системите са моделирани и паралелно симулирани в две направления. Първото е по отношение на \mathfrak{R}_{Fasc} -системата.

Нафиг.8 са показани преходните функции по регулируемата и по компенсационните променливи, а на фиг.9 - честотните характеристики на *я*_{*rosc*} -системата.

Второто направление е паралелна симулация на \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{GSC} - и \mathfrak{R}_{FGSC} -системите. Резултатите от него показват различията между u_{FD} (1), u_{GSC} (2) и u_{FGSC} (22) в преходните и импулсните преходни функции (фиг.10), както и в честотните характеристики (фиг.11) по управление на системите.

Същественото различие между u_{GSC} (2) и u_{FGSC} (22) се дължи на серийната компенсационна променлива ∇a_{τ}^{FGSC} (21), която съдържа фрактален филтър σ_{s} . Неговите динамични характеристики, в изпълнение на задачата да компенсира влиянието на закъснението τ в процесната съставяща G_2 , реализират **°***принципа на последователната честотна корекция на закъснението* $e^{-\tau p}$ *в структурата на* G_2 *с оператори от непълен дробен ред* (4.6) с помощта на динамична система $F \stackrel{\varsigma}{} \frac{(\omega_c)}{NE}$ (23)- фрактален DTC-филтър (DTC-Dead-Time Compensation) [25].

Структурата (23) е последователно съединение на рационален апроксимант $D_{NE app}^{\varsigma(\omega_c)}$ на диференциатор $\mathfrak{O}_{NE}^{\varsigma(\omega_c)}$ (24) от дробен, непълен ред $\varsigma \equiv \varsigma(\omega_c)$ (25) за ограничен честотен диапазон $\forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}]$ и префилтър F_{τ} от пълен ред (функция на известната отнапред стойност на τ на G_2 , където ω_c е срязваща честота на модела $G_2 = \hat{G}_2 \cdot e^{-\tau p}$).

$$\boldsymbol{\mathcal{D}}_{s} \stackrel{\circ}{=} F_{DTC} \left(\tau, j\omega\right) = F_{\tau} \left(\tau, j\omega\right) D_{NE app}^{\varsigma\left(\omega_{c}\right)} = \left(j\omega+1\right)\left(\tau j\omega+1\right)^{-1} D_{NE app}^{\varsigma\left(\omega_{c}\right)}, \forall \omega \in \left[\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}\right], \\ \left(F_{\tau} \left(\tau, j\omega\right) = \left(j\omega+1\right)\left(\tau j\omega+1\right)^{-1}\right)$$

$$(23)$$

$$D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})} \triangleq D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})} = \left(\omega_{u} \omega_{h,\varsigma}^{-1}\right)^{\varsigma(\omega_{c})} \prod_{i=1}^{N} \frac{\left(1+j\omega\left(\omega_{i}^{'}\right)^{-1}\right)}{\left(1+j\omega\left(\omega_{i}^{'}\right)^{-1}\right)}, \left(\varsigma \equiv \varsigma\left(\omega_{c}\right)\right), \qquad (24)$$

$$\varsigma(\omega_c) \equiv \left(-\arg\left(G_2(j\omega_c)\right)/(\pi/2)\right), \qquad (25)$$

$$e^{-j\omega\tau} \cdot F_{DTC}(\tau, j\omega) = e^{-j\omega\tau} \cdot F_{\tau}(\tau, j\omega) \cdot D_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega) = 1 \leftrightarrow$$

$$\leftrightarrow \begin{cases} |exp(-j\omega\tau)| |F_{DTC}(j\omega)| = |exp(-j\omega\tau)| |\mathbf{D}_{s}| = 1, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}] \\ arg(exp(-j\omega\tau)) + arg(F_{DTC}(j\omega)) = arg(exp(-j\omega\tau)) + arg(\mathbf{D}_{s}) = 0, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}] \end{cases}$$
(26)

Принципът (26) е визуализиран с характеристиките на динамичните системи: $W_{\tau} \equiv e^{-p\tau}$, $W_F \equiv F_{DTC}$ и $W_{\tau \cdot F} \equiv e^{-p\tau} \cdot F_{DTC}$ (фиг.12 ÷ фиг.19), където: <u>e</u> - входна променлива, <u>s</u> - изходна променлива. От симулацията на моделите им са показани: преходните $h_i(t)$ и импулсните преходни $i_i(t)$ функции; преходните характеристики <u>s</u>_i(t) на произволен входен сигнал <u>e</u>(t); честотните характеристики W_i (с индекси в означенията съответно " τ ", "F", " $\tau \cdot F$ ").



Фиг.18.



Методите и алгоритмите за синтез на предложения нов клас \mathfrak{R}_{rosc} -системи, проектиране и анализ на \mathfrak{R}_{rosc} -система за управление на конкретен обект като числен пример, общите резултати от сравнителния и от робастния честотен *Nyquist*анализ на \mathfrak{R}_{rm} -, \mathfrak{R}_{csc} - и \mathfrak{R}_{rosc} -системите, заключителните изводи и литературата са поместени във втора част на настоящата разработка. Доказани са ефективността на \mathfrak{R}_{rosc} -системите пред \mathfrak{R}_{rm} - и \mathfrak{R}_{csc} -системите, както и техните очевидни предимства в количествените показатели на качеството.

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

Постъпила на 28.03.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Нина Николова



УПРАВЛЕНИЕ С ФРАКТАЛНА ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ - част 2

Емил Николов

Резюме: В настоящата разработка се предлага и изследват възможностите за приложение на нов клас системи с фрактална параметричан компенсация FGSC. Предложени са: структурна конфигурация, принцип на действие, метод и аналитичен алгоритъм за синтез на FGSC-системи за управление. На основата на числен пример е проектирана FGSC-система за управление и са представени резултати от анализа на нейното качеството.

Ключови думи: управление с фрактална параметрична стабилизация, качество на FGSC-системи за управление.

FRACTIONAL GSC - part 2

Emil Nikolov

Abstract: This paper examined the possibility of application of the fractional gain scheduling control systems. In this work are proposed: structural configuration of FGSC-control systems, analytical methods and algorithms of their analytical synthesis. For numerical example are designed FGSC-control systems and presented the results of the analysis of their performance.

Keywords: Fractional Gain Scheduling Control, Control System Performance

въведение

Настоящата е втората, неразделна част на разработката под същото заглавие. Първата част съдържа въведението, аналитичното описание и принципа на действие на системите за управление с параматрична компенсация, сравнителен анализ с традиционните системи, структура на нов клас системи с фрактална параметрична компенсация и дискусия върху свойствата на фрактален филтър в тях. Втората част на разработката представя: методите и алгоритмите за синтез на \mathfrak{R}_{rosc} -системите, проектиране и анализ на \mathfrak{R}_{rosc} -система за управление на конкретен обект като числен пример, общите резултати от сравнителния и от робастния честотен *Nyquist*анализ на \mathfrak{R}_{rosc} - и \mathfrak{R}_{rosc} -системите, заключителните изводи и литературата.

МЕТОДИ И АЛГОРИТМИ ЗА СИНТЕЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ФРАКТАЛНА ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

Аналитичното проектиране на \mathfrak{R}_{rosc} -системите (фиг.3) включва етапите за синтез на: • базовия регуратор \mathfrak{R}_{ros}^* , • променливата в адитивния { $\nabla \ell$ } компенсационен

контур, ● променливата в серийния { ¬а } параметрически компенсационни контур, • фракталния филтър \mathcal{D}_s компенсиращ влиянието на закъснението τ в G_2 .

Проектирането на базовият регулатор (27) от непълен дробен ред (а, β) в системата \mathfrak{R}_{10}^{*} (фиг.1 ÷ фиг.3) е съобразено с изискванията [23] ÷ [25] на критерий •апериодичен преходен процес *о и вертикален профил със зададени запаси* на *устойчивостта*• на номиналната система по *метода* [29] на •*полиномиалната рекурсивна апроксимация*[•]. Динамични параметри за настройка на \mathfrak{R}_{10}^* са: - α , β непълен ред на използваните оператори за интегриране 1^{*a*} и диференциране *D^β*. Проектирането следва етапите (28) ÷ (37) при начални условия - известни или зададени запаси на устойчивостта *GM*^{*nom*}_{*m*}, *PM*^{*nom*}_{*m*}, срязваща честота и ред ω_c , *n* на *G**

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{I}\boldsymbol{0}}^{*} = \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{app} \underset{\{\sigma = const\}}{\longleftrightarrow} G^{*}, \left(G^{*} = \hat{G}^{*}e^{-t^{*}p}\right)$$
$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{I}\boldsymbol{0}}^{*} = \left(\frac{1+p\left(\omega_{b1}\right)^{-1}}{1+p\left(\omega_{b1}\right)^{-1}}\right)^{\alpha}\prod_{i=l}^{N} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-l}}{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-l}}\right) + \left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-l}}{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-l}}\right)^{\beta}\prod_{j=l}^{M} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-l}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-l}}\right), \quad , \quad (27)$$
$$\forall \omega \left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m}\right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB}\right], \left\{0 < \alpha < I\right\}; \left\{0 < \beta < I\right\};$$

$$N \ge 5;$$
 $n' = 2\left(1 - (\pi)^{-1} PM_m^{nom}\right)$, (28)

(37)

$$\omega_{u} > 250 \ \omega_{c}; \quad \alpha = n - n' = n - 2(\pi)^{-1} \ arc \ sin \left(GM_{m}^{nom}\right)^{-1},$$
 (29)

$$\omega_{IA} = 0.1 \,\omega_{u} , \quad \omega_{DA} = 1.1 \,\omega_{u} ; \quad \lambda = \left(\omega_{h} \,\omega_{b}^{-I}\right)^{\left(0.1 + \alpha\right)} , \tag{30}$$

$$\omega_{IB} = 0.9 \,\omega_{u} , \quad \omega_{DB} = 10 \,\omega_{u} ; \quad \eta = \left(\left(\omega_{h} \,\omega_{b}^{-I}\right)^{N^{-I}}\right)^{\left(0.9 - \alpha\right)} , \tag{31}$$

$$\omega_{b} = 0.2 \,\omega_{A} , \quad \omega_{0} = 0.85 \,\omega_{Ib} ; \quad \omega_{i+I}' = (\lambda \,\eta)^{i} . \,\eta^{0.5} \,\omega_{b} , \tag{32}$$

$$\omega_{h} = 1, 2 \,\omega_{B} ; \quad \omega_{i+I} = (\lambda \,\eta)^{i} . \,\lambda. \,\eta^{0.5} \,\omega_{b} , \tag{33}$$

$$\begin{pmatrix} \omega'_{1i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega_{0i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega_{0i} \end{pmatrix}^{-1}; \quad \begin{pmatrix} \omega'_{Di} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega_{Di} \end{pmatrix}^{-1},$$

$$\begin{pmatrix} \alpha'_{2i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega_{0i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega'_{2i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega'_{2i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega'_{2i} \end{pmatrix}^{-1} > \begin{pmatrix} \omega'_{2i} \end{pmatrix}^{-1}$$

$$(34)$$

$$\omega_{u} > \omega_{c}; \omega_{u} \ge 250\omega_{c}; \qquad \omega_{A} > \omega_{c}; \qquad \omega_{B} > \omega_{c}; \qquad 0.5\left(\omega_{1A} - \omega_{DB}\right) \le \left(\omega_{u} - \omega_{c}\right), \qquad (36)$$

$$\omega_{b} > \omega_{c}; \omega_{b} < \omega_{A}; \qquad \omega_{b} > \omega_{B}; \qquad (\lambda\eta)_{opt} = 3.98; \qquad \left(\omega_{b} / \omega_{b}\right)_{opt} = 250 \div 600 \quad , \qquad (37)$$

където:

I^{lpha} , D^{eta}	-фрактални оператори (оригинали, ирационални функции);
$I^{lpha}_{app},\ D^{eta}_{app}$	-апроксимиращи оператори (апроксимации на оригиналите, раци-
	онални функции);
i , j	-брояч на съставящите на апроксимиращия полином (цели числа);
<i>M</i> , <i>N</i>	-брой на зададените звена в апроксимиращия полином (цели числа);
$GM{\scriptstyle{m}\ m}^{nom}$, $PM{\scriptstyle{m}\ m}^{nom}$	-зададени стойности на запаси на устойчивостта по модул и фаза;
$\left(\boldsymbol{\omega}_{i}\right)^{-1}$, $\left(\boldsymbol{\omega}_{i}^{'}\right)^{-1}$	-времеконстанти на звената в апроксимиращия полином (реални,
	положителни числа);
$arnothing_{\scriptscriptstyle u}$, $\left(arnothing_{\scriptscriptstyle u} ight)^{\!\scriptscriptstyle -1}$	-единична честота и основна времеконстанта на регулатора;
n	-ред на номиналния модел <i>G</i> * на обекта <i>G</i> (цяло число);
\hat{G} *, $e^{ au au au p}$	-рационална, ирационална съставящи в номиналния модел <i>G</i> * на <i>G</i> ;
${\cal O}_{_b}$, ${\cal O}_{_h}$	-най-ниска и най-висока честота на апроксимацията;
$\mathcal{O}_{_{A}}$, $\mathcal{O}_{_{B}}$	-долна и горна честота на диапазона на апроксимацията;
λ,η	-рекурсивни фактори (показатели на рекурсията).

Аналитичният синтез на адитивната променлива $\nabla \ell_{i}^{RSC} \equiv \nabla \ell_{i}^{CSC}$ (6), (20) при критерий (3), (16) •постоянна стойност на предавателния коефициент по разход $\kappa_{c_{i}}^{CSC}$, реализиращ метода на •компенсационното уравнение на параметричния баланс• (5) се провежда въз основа на зависимостта (6) при начални условия априори известен тип на **PO** и стойности на $k_{s_{i}}$, $k_{t_{i}}$.

Аналитичният синтез на серийната компенсационна променлива ∇a_i^{csc} (9) при критерий (8) •постоянна стойност на предавателния коефициент κ_{G}^{csc} на обобщения обект G •, реализиращ метода на •последователна параметрична корекция• (9), (10) се провежда въз основа на (9) при начални условия - априори известен тип на **PO** и стойности на k_p , $\kappa_{G_i}^{csc}$, $\kappa_{G_i}^{csc}$. След проектирането и на фракталния филтър $\boldsymbol{\phi}_{c}$, променливата ∇a_i^{rgsc} се определя в съответствие с (21).

Проектирането на фракталния филтър \mathcal{D}_{ς} (4.3) от непълен дробен ред (ς) при *критерий* [•]*единичен модул и нулева фаза на ирационална съставяща* $e^{-\tau p}$ *в аналитичния модел* $G_2 = \hat{G}_2 \cdot e^{-\tau p}$ *на* G^{\bullet} (26) по *метода* на [•]*последователната честотна корекция на закъснението* $e^{-\tau p}$ *в структурата на* G_2 *с оператори от непълен дробен ред*[•] (24). Проектирането се провежда по (4.3) ÷ (4.5) при *начални условия* - априори известна стойност на закъснението τ и на срязващата честота ω_C в модела на процесната съставяща G_2 в G, като се определи непълният дробен ред ς на оператора $D_{MEapp}^{\varsigma(\omega_c)}$ (25). Смисълът и предназначението на използваните означения и индекси в (25) повтарят изцяло логиката на (28) ÷ (37), тъй като $\mathcal{D}_{ME}^{\varsigma(\omega_c)}$ (24).

ПРОЕКТИРАНЕ И АНАЛИЗ НА _{*R*_{fosc} - СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ-ЧИСЛЕН ПРИМЕР}

Разглежда се нестационарен обобщен обект G(38) за управление със съставящи $(39) \div (42)$ с логаритмичен **РО** $(43) \div (44)$, където със символа "[•]" са указани съответните параметрически смутени на най-горна граница модели.

$$G(p) = G_1(p, s_1, b_1) G_2(p, \zeta_1) , \qquad (38)$$

$$G_{I}(p,s_{i},b_{i}) = \frac{\left(a(w_{o})p+1\right)}{\left(b(w_{o}(t))p+1\right)} \cdot \frac{0.125\left(5.25l-1\right)^{1.85}\left(1-l\right)^{0.45nsl}}{\left(1-a^{2n(l-1)}\right)^{0.5}\left(T(s_{o})p+1\right)},$$
(39)

$$(b(w_{o}(t))p+1)(1-s(1-e^{2\pi (1-t)}))^{r}(T(s)p+1)$$

$$G_{2}(p,\varsigma_{\tau}) = k(\varsigma)(T(\varsigma)p+1)^{-\tau} e^{-\tau(\varsigma)p} , \qquad (40)$$

$$G_{2}^{*}(p) = 0.15e^{-3p}(4p+1)^{-1}, (\omega_{c} = 0.25s^{-1}; | \angle (G_{2}^{*}(j\omega_{c})) | = 195.22 \text{ deg}),$$
(41)

$$G_{2}^{\bullet}(p) = 0.45. e^{-22p} (6p+1)^{-1}$$
, (42)

$$q_{e\varphi}(l,s) = \left(1 - s\left(1 - e^{2n(l-l)}\right)\right)^{-0.5} , \qquad (43)$$

$$q_{exp}^{-}(l,s,b) = (1 - s(1 - e^{2n(l-l)}))^{-0.5} 0,125(5,25l-1)^{1.85}(1-l)^{0.45nsl} .$$
(44)

Нафиг.23 са показани преходната и импулсната преходна функция при комплексно смущение (фиг.25), а на фиг.24 - честотната характеристика на *G* (38) ÷ (44).



Като числен пример за обекта $G(38) \div (44)$ е проектирана аналитично **\mathfrak{R}_{rosc}** -система за управление (фиг.3). Резултатите от синтеза са представени с (45) ÷ (48).

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{Io}}^{*} = \left(I^{\alpha} D^{\beta}\right) \stackrel{=}{=} \left(\frac{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}\right)^{\alpha} \prod_{i=l}^{N} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{Ii}^{\prime}\right)^{-I}}\right) + \left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}\right)^{\beta} \prod_{j=l}^{M} \left(\frac{1+p\left(\omega_{Dj}^{\prime}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-I}}\right) \\ \forall \omega \left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m}\right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB}\right], \left\{n-1 < \alpha < n; \alpha = 0,78\right\}; \left\{n-1 < \beta < n; \beta = 1,22\right\}; \quad , \quad (45)$$
$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{Io}}^{*}\left(p\right) = \left(\frac{\left(2p+1\right)^{2}}{2p\left(4p+1\right)}\right) + \left(\frac{0.4p+1}{0.2p+1}\right)^{2}, \left(\alpha = 0,78; \beta = 1,22\right)$$

$$\nabla l_{t,\log}^{FGSC} = 0.5 \left(e^{2n(1-\ell_o^*)} - I \right) \left(n \, s_o^* \, e^{2n(1-\ell_o^*)} \right)^{-1} \nabla s_t \quad , \tag{46}$$

$$\nabla \boldsymbol{a}_{t}^{FGSC} = \nabla \boldsymbol{a}_{t}^{GSC} \boldsymbol{\mathcal{D}}_{\boldsymbol{\alpha}} = c^{*} \left(\Delta \boldsymbol{y}_{t} / \Delta \boldsymbol{\ell}_{t} \right)^{-1} \boldsymbol{\mathcal{D}}_{\boldsymbol{\alpha}} \quad , \qquad (47)$$

$$\boldsymbol{\mathcal{D}}_{\varsigma} = F_{DTC} \left(\tau, j\omega\right) = F_{\tau} \left(\tau, j\omega\right) D_{NEapp}^{\varsigma\left(\omega_{c}\right)}, \forall \omega \in \left[\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}\right], \left(\varsigma = 1.85\right)$$

$$\boldsymbol{\mathcal{D}}_{1,85} = \frac{\left(p+1\right)}{\left(3p+1\right)} \left(\frac{\left(1,1523p+1\right)}{\left(0,1072p+1\right)} \frac{\left(0,3206p+1\right)}{\left(0,0298p+1\right)} \frac{\left(0,0891p+1\right)}{\left(0,0083p+1\right)} \frac{\left(0,0023p+1\right)}{\left(0,0006p+1\right)}}{\left(0,0006p+1\right)}\right), \quad (48)$$

$$\left(\tau = 3, s; \omega_{c} = 0.1, rad / s; \omega_{b,\varsigma} = 1.10^{-8}, rad / s; \omega_{h,\varsigma} = 1.10^{-1}, rad / s\right)$$

Проектираната \mathfrak{R}_{rosc} -система (45) ÷ (48) за управление (фиг.3) в сравнителен план, паралелно със съответстващата \mathfrak{R}_{asc} -система за управление на G (38) ÷ (44) са моделирани. Техните характеристики, в резултат на симулацията на моделите, са визуализирани на фиг.26 ÷ фиг.29.



Превъзходството в количествените показатели на качеството на \mathfrak{R}_{PGSC} -системата (45)÷(48) пред \mathfrak{R}_{GSC} -система е очевидно (49), (50).

$$t_{reg}^{RGSC} \ll t_{reg}^{GSC} , \\ \left\{ t_{reg, \left(y^{\circ} = I(t)\right)} \in \left[t_{0.95}, t_{1.05} \right], \left(0.95 h(\infty) < h(t) < 1.05 h(\infty) \right) \right\},$$
(49)

$$GM_{FGSC} \gg GM_{GSC} \quad ; \quad PM_{FGSC} \gg PM_{GSC}$$

$$\begin{cases} GM = 20 \log_{10} |W^*(j\omega_{\pi})|, [dB]; PM = -(\arg(W^*(j\omega_{0})) + 180^\circ), [deg], \\ (\omega_{\pi} : \arg W^*(j\omega_{\pi}) \equiv \pi; \quad \omega_{0} : |W^*(j\omega_{0})| \equiv I) \end{cases} \quad . \tag{50}$$

РОБАСТЕН ЧЕСТОТЕН АНАЛИЗ НА ПРОЕКТИРАНАТА *R*_{resc} - СИСТЕМА ПРИ АПРИОРНА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ

Нека π (51)е функционалното множество на вариациите на обекта, $\overline{\ell}_a$ и $\overline{\ell}_m$ - адитивните и мултипликативни смущения към системата, където: *G** и *G*^{*} са номиналният и смутеният на най-горна граница модели на обекта *G*; *c*, *c*^{*} са репараметризирането/реструктурирането в модела. Ако номиналната и смутената отворени системи са $W_i^* = \mathfrak{R}_i G^*$, респективно $W_i^{\sigma} = \mathfrak{R}_i G^{\sigma}$, то отразените в (51) кръг π с окръжност π^0 , с радиус r^0 и с центрове в точките ω_i позволяват да бъдат де-

финирани изискванията за: робастна устойчивост RS (ω) (52), робастно качество RP (ω) (53), запаса на робастна устойчивост k_{MSOL} (ω) (54), запаса на робастно качество k_{MPOL} (ω) (55), където (56) и (57) са функциите чувствителност $e(\omega)$ и допълнителна чувствителност $\eta(\omega)$ на системата, а υ (58) е интегралното обобщено смущение. Резултатите (фиг.30÷фиг.33) от проведения робастен честотен анализ на \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{GSC} и \mathfrak{R}_{FGSC} -системите за управление на G (38)÷(44) в условия на априорна неопределеност доказват, че и трите системи са с робастна устойчивост и с робастно качество (51)÷(53), но с превъзхождащи количествени показатели измежду трите системи (59)÷(60) е \mathfrak{R}_{FGSC} -системата.

$$\Pi (j\omega) = \Delta G (j\omega) : |G(\omega) - G^*(\omega)| |G^*(\omega)|^{-1} \le \overline{\ell}_m(\omega); \Pi (j\omega) \in \mathcal{G} (j\omega)$$

$$\overline{\ell}_a(\omega) = |G(\omega) - G^*(\omega)|; \overline{\ell}_m(\omega) = \overline{\ell}_a(\omega)|G^*(\omega)|^{-1}; \omega \in [0;\infty)$$

$$G^{\bullet}(j\omega) = |G(j\omega) - G^*(j\omega)|_{max}; G^{\bullet}|G^*|^{-1} = \overline{\ell}_m^{\bullet}(\omega), (\overline{\ell}_m^{\bullet}(\omega) = \overline{\ell}_a^{\bullet}(\omega)|G^*(j\omega)|^{-1})$$

$$\varsigma(\omega) = \varsigma(\overline{\ell}_m(\omega), \overline{\ell}_a(\omega)), \varsigma(\omega) \in \Omega[0, \xi^{\bullet}]; \varsigma^{\bullet}(\omega) = \varsigma(\overline{\ell}_m^{\bullet}(\omega), \overline{\ell}_a^{\bullet}(\omega)), (\sigma(j\omega)) = (j\omega) \in W_{SNE}(j\omega), (\omega \in [0;\infty))$$

$$r^{\circ}(\omega_i) = |I_a(\omega_i) \mathcal{R}_{FGSC}(\omega_i)| = |I_m(\omega_i) \mathcal{R}_{FGSC}(\omega_i)G^*(\omega_i)|$$

$$\pi^{\circ}(j\omega_i) = \begin{cases} Real^{\circ}(\omega_i) = Re^*(\omega_i) + r(\omega_i)\cos\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \\ Imag^{\circ}(\omega_i) = Im^*(\omega_i) + r(\omega_i)\sin\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \end{cases}$$
(51)

$$RS(\omega) \Rightarrow \left\| \eta(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right\|_{\infty} < 1 \quad , \forall \omega, (\omega \in [0,\infty))$$

$$RS(\omega) \Rightarrow \left| 1 + G^{*}(\omega) \mathcal{R}_{FGSC}(\omega) \right| > \left| G^{*}(\omega) \mathcal{R}_{FGSC}(\omega) \right| \overline{\ell}_{m}(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0,\infty)) \quad , \quad (52)$$

$$RP(\omega) \Rightarrow \left| \eta^{*}(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right| + \left| e^{*}(\omega) \upsilon(\omega) \right| < 1 \quad , \forall \omega, (\omega \in [0; \infty))$$

$$RP(\omega) \Rightarrow \min \max_{G \in H} \int_{0}^{\infty} (\varepsilon(t))^{2} dt \doteq \min_{R} \max_{G \in H} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1 + G(\omega) \mathcal{R}_{FGSC}(\omega)} \right|^{2} \left| \upsilon \right|^{2} d\omega \quad (53)$$

$$k_{MSOL} \left(\omega \right) = r^{\circ} \left(\omega \right) \left| 1 + \mathcal{R}_{FGSC} \left(\omega \right) G^{*} \left(\omega \right) \right|^{-1} \le 1, \quad \left(\forall \omega, \omega \in [0, \infty] \right) \right), \tag{54}$$

$$k_{MPOL}(\omega) = \left(\left| 1 + \mathcal{R}_{FCSC}(\omega) G^{*}(\omega) \right| - r^{\circ}(\omega) \right) \left| 1 + \mathcal{R}_{FCSC}(\omega) G^{\bullet}(\omega) \right|^{-1} \le 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)), \quad (55)$$

$$e(\omega) = (1 + \mathcal{R}_{FGSC} * (\omega))G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^{\sigma_{\varepsilon}}}(\omega), (e(\omega) = 1 - \eta(\omega)),$$
(56)

$$\eta(\omega) = \mathcal{R}_{FGSC} *(\omega) G^*(\omega) (1 + \mathcal{R}_{FGSC} *(\omega) G^*(\omega))^{-1} = \Phi_{y^{\circ}y}(\omega), (\eta(\omega) = 1 - e(\omega)),$$
(57)

$$v = v\left(v, s, b, \zeta, f\right), \tag{58}$$

$$k_{MSOL}^{FGSC}(\omega) > k_{MSOL}^{GSC}(\omega) > k_{MSOL}^{FD}(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)), (59)$$

$$k_{MPOL}^{FGSC}(\omega) > k_{MPOL}^{GSC}(\omega) > k_{MPOL}^{FID}(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) .$$
(60)



АНАЛИЗ НА СОБСТВЕНИТЕ ЕНЕРГИЙНИ ЗАГУБИ НА ПРОЕКТИРАНАТА *R*_{resc} - СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Използваният модел на *G* (38) \div (44) в разгледания числен пример предоставя възможността и за определяне, и за сравнителен анализ на собствените енергийни загуби на проектираните \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{GSC} и \mathfrak{R}_{FGSC} -системи за управление в условия близки до експлоатационните. Отчитат се зависимостите (66) \div (67).

Собствените енергийни загуби E_{A}^{i} на системите се предопределят от хидродинамичните загуби на мощност Δ_{E}^{i} (62) в **РО**.

В номинален режим на функциониране на системите загубите Δ_{E}^{i} се определят с (62), (63), а в смутен параметричен режим - с (64), (65). Собствените енергийни загуби E_{A} са изразени с (66).

Времевите и честотни характеристики на E_{A_i} за проектираните \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{GSC} - и \mathfrak{R}_{FGSC} - системи в параметрически смутен експлоатационен режим в **2D**-плот (с генерирани вариации по s_{var} , v_{var} и b_{var}) са илюстрирани на фиг.34 ÷ фиг.37.

Резултатите от симулацията на моделите на проектираните \mathfrak{R}_{FD} -, \mathfrak{R}_{GSC} - и \mathfrak{R}_{FGSC} - системи в параметрически смутен експлоатационен режим еднозначно доказват предимствата на \mathfrak{R}_{FGSC} - системата (67). Тя се характеризира с най-малък размер на собствените загуби на енергия при едни и същи условия.

$$\Delta_{E} \equiv \Delta_{E} (l, s) = c \cdot s \cdot q (l, s) , (c = \Delta P_{max} Q_{max} = const), \left[\mathcal{P}a (m^{3} / s) = (m.kg/s^{2}m^{2}) (m^{3} / s) = (m^{2}kg/s^{3}) = Watt \right] ,$$
(61)

$$\Delta_{E}(p,s) = c \cdot s \cdot \frac{\left(a\left(w_{o}\right)p+1\right)}{\left(b\left(w_{o}\left(t\right)\right)p+1\right)} \cdot \frac{q_{exp}\left(l,s\right)}{\left(T\left(s\right)p+1\right)} l\left(p\right) , \qquad (62)$$

$$q_{log}(l,s) = (1 - s(1 - e^{2n(l-l)}))^{-0.5} , \qquad (63)$$

$$\Delta_{E}^{\bullet}(p,s,v,b) = c \cdot s \cdot \frac{\left(a\left(w_{o}\right)p+1\right)}{\left(b\left(w_{o}\left(t\right)\right)p+1\right)} \cdot \frac{q_{log}\left(l,s,b\right)}{p\left(T\left(s\right)p+1\right)}l\left(p\right),$$
(64)

$$q_{log}^{\bullet}(l,s,b) = \left(1 - s\left(1 - e^{2n(l-l)}\right)\right)^{-0.5} 0,125 \left(5,25l-1\right)^{l,85} \left(1 - l\right)^{0.45nsl},$$
(65)

$$E_{A} = \int_{0}^{t} \Delta_{E}^{i} t \, dt \, , \, \left[\, \mathcal{W} att.sec \right] \, , \tag{66}$$

(67)

$$E_{\Delta}^{FGSC}(s,\nu,b) < E_{\Delta}^{GSC}(s,\nu,b) < E_{\Delta}^{FID}(s,\nu,b),$$



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Нови и оригинални в настоящата работа са:

• предложенаенова по своя характер система за фрактално параметрически компенсационно управление на индустриални обекти (*я*_{*rosc*} - система) в класа на системите с оператори от обобщеното дробно смятане; • разработени и аналитично дефинирани са методи и алгоритми за аналитичното проектиране на *R*_{resc}-системи;

• илюстриран е числен пример за синтеза на *я*_{*rosc*}-система за управление на нестационарен индустриален обобщен обект;

• проведени са: сравнителен анализ в смутен параметричен режим, честотен робастен анализ и анализ на собствените енергийни загуби на *«*_{*rosc*} -системата с подобни системи за управление;

• аналитично доказани са приложимостта, ефективността и предимствата на разработената система.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Anh-Tu Nguyen, Philippe Chevrel, Fabien Claveau (2018), Gain-Scheduled Static Output Feedback Control For Saturated LPV Systems with Bounded Parameter Variations, Automatica, © 2018 Elsevier, Volume 89, March 2018, pp. 420-424
- [2] Backas Joni, Reza Ghabcheloo, Kalevi Huhtala (2017), Gain Scheduled State Feedback Velocity Control of Hydrostatic Drive Transmissions, Control Engineering Practice, © 2017 Elsevier, Volume 58, January 2017, pp. 214-224
- [3] Bendtsen J. D., J. Stoustrup & K. Trangbaek (2005), Bumpless Transfer Between Observer-Based Gain Scheduled Controllers, International Journal of Control, © 2005 Taylor & Francis, Volume 78, Issue 7, pp. 491-504
- [4] Berno J.E. Misgeld, Lukas Hewing, Lin Liu, Steffen Leonhardt (2017), Robust Gain-Scheduled Control of Variable Stiffness Actuators, IFAC-PapersOnLine, © 2017 Elsevier, Volume 50, Issue 1, July 2017, pp. 8804-8809
- [5] Faisal Altaf, Bo Egardt (2016), *Gain-Scheduled Control of Modular Battery for Thermal and State-of-Charge Balancing*, IFAC-PapersOnLine, © 2016 Elsevier, Volume 49, Issue 11, 2016, pp. 62-69
- [6] Fen Wu & Scott Hays (2011), Nonlinear Gain-Scheduling Output-Feedback Control for Polynomial Nonlinear Systems Subject to Actuator Saturation, International Journal of Control, © 2011 Taylor & Francis, Volume 86, Issue 9, pp. 1607-1619
- [7] Hunt K. J. & T. A. Johansen (1997), Design and Analysis of Gain-Scheduled Control Using Local Controller Networks, International Journal of Control, © 1997 Taylor & Francis, Volume 66, Issue 5, pp. 619-652
- [8] Lemazurier L., M. Yagoubi, P. Chevrel, A. Grossetête (2017), Multi-Objective H2/H∞ Gain-Scheduled Nuclear Core Control Design, IFAC-PapersOnLine, © 2017 Elsevier, Volume 50, Issue 1, July 2017, pp. 3256-3262
- [9] Marc Jungers, Eugênio B. Castelan (2011), Gain-Scheduled Output Control Design for a Class Of Discrete-Time Nonlinear Systems With Saturating Actuators, Systems & Control Letters, © 2011 Elsevier, Volume 60, Issue 3, March 2011, pp. 169-173
- 10] Masubuchi Izumi, Iori Kurata (2011), *Gain-Scheduled Control via Filtered Scheduling Parameters*, Automatica, © 2011 Elsevier, Volume 47, Issue 8, August 2011, pp. 1821-1826
- [11] Mohamed S. Zaky, Ehab M. Ismaeil & Mahmoud M. Khater (2012), *Gain Scheduling Adaptive Proportional-integral Controller for a Field-oriented Control of Hybrid Stepper Motor Drives*, Electric Power Components and Systems, © 2012 Taylor & Francis, Volume 40, Issue 7, pp. 777-791
- [12] Mona Meisami-Azad, Javad Mohammadpour, Karolos M. Grigoriadis, Michael P. Harold & Matthew A. Franchek (2012), LPV Gain-Scheduled Control of Scr Aftertreatment Systems, International Journal of Control, © 2012 Taylor & Francis, Volume 85, Issue 1, pp. 114-133
- [13] Saba Sedghizadeh, Soosan Beheshti (2018), Particle Swarm Optimization Based Fuzzy Gain Scheduled Subspace Predictive Control, Engineering Applications of Artificial Intelligence, © 2018 Elsevier, Volume 67, January 2018, pp. 331-344
- [14] Sato M. (2011), *Design Method of Gain-Scheduled Controllers not Depending on Derivatives of Parameters*, International Journal of Control, © 2011 Taylor & Francis, Volume 81, Issue 6, pp. 1013-1025

- [15] Seyed Mahdi Hashemi & Herbert Werner (2012), *Gain-Scheduled Controller Synthesis for a Nonlinear PDE*, International Journal of Control, © 2012 Taylor & Francis, Volume 85, Issue 1, pp. 88-97
- [16] Tábiłha E. Rosa, Cecília F. Morais, Ricardo C.L.F. Oliveira (2017), H∞ Output-Feedback Gain-Scheduled Control for Discrete-Time Linear Systems Affected by Time-Varying Parameters, IFAC-PapersOnLine, © 2017 Elsevier, Volume 50, Issue 1, July 2017, pp. 8618-8623
- [17] Weiwei Yang, Nadjib Hammoudi, Guido Herrmann, Mark Lowenberg & Xiaoqian Chen (2014), Dynamic Gain-Scheduled Control and Extended Linearisation: Extensions, Explicit Formulae and Stability, International Journal of Control, © 2014 Taylor & Francis, Volume 88, Issue 1,pp. 163-179
- [18] Wen-Juan Wu & Guang-Ren Duan (2016), Gain Scheduled Control of Linear Systems with Unsymmetrical Saturation Actuators, International Journal of Systems Science, © 2016 Taylor & Francis, Issue 15, pp. 3711-3719
- [19] Xian Jian Jin, Guodong Yin, Nan Chen (2015), Gain-Scheduled Robust Control For Lateral Stability of Four-Wheel-Independent-Drive Electric Vehicles via Linear Parameter-Varying Technique, Mechatronics, © 2015 Elsevier, © 2015 Elsevier, Volume 30, September 2015, pp. 286-296
- [20] Xiukun Wei, Luigi del Re & Lihua Liu (2008), Air Path Identification of Diesel Engines by LPV Techniques for Gain Scheduled Control, Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, © 2008 Taylor & Francis, Volume 14, Issue 6, pp. 495-513
- [21] Yaozhen Han, Weigang Pan (2016), Gain-Scheduled Continuous Higher-Order Sliding Mode Control for Uncertain Nonlinear System, Optik, © 2016 Elsevier, Volume 127, Issue 10, May 2016, pp. 4345-4354
- [22] Yoshida Miki, Shiro Masuda (2004), A Gain Scheduled PID Control Method Based on Nonlinear Model Predictive Control, IFAC Proceedings Volumes, © 2004 Elsevier, Volume 37, Issue 12, August– September 2004, pp. 475-480
- [23] 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.
- [24] Nikolov E. (2004), *Special Mathematical Functions and Fractal Operators*, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p
- [25] Nikolov E. (2015), Fractional Control part 2 (application of generalized fractional calculus operators in the control systems, filters), Sofia, © 2015 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 978 619 167 186 1, 198 p.
- [26] Kiryakova V. S. (1993), Generalized Fractional Calculus and Applications, CRC Press; (December 27, 1993), ISBN: 0582219779, 360 p.
- [27] 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.
- [29] 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.
- [30] 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

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

Постъпила на 28.03.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Нина Николова



ДИСКРЕТИЗАЦИЯ НА АБСОРБЕРИ ОТ ПЪЛЕН РЕД

Борис Грасиани, Нина Николова

Резюме: В работата се предлага аналитично описание на абсорбери от пълен ред, поглъщащи влиянието на смущенията в системите за управление. Предложена е тяхната дискретизация. Разгледани са техните времеви и честотни характеристики.

Ключови думи: абсорбиращ филтър, абсорбери от пълен ред, дискретизация

DISCRETIZATION OF ABSORBERS OF COMPLETE ORDER

Boris Grasiani, Nina Nikolova

Abstract: In the work is proposed analytical description of complete absorber absorbing the impact of disturbance in control systems. It has proposed the discretization of complete order absorber. Their timing and frequency characteristics are examined. *Key words:* absorbing filter, absorbing of complete order, discretization

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Известни са [1] + [3], [8.1], [5] + [7] системите за управление с поглъщане на влиянието на смущенията. Тяхната структура фиг. 1. се отличава от класическата по това, че последователно на управляващия алгоритъм \mathcal{R} е включен динамичен *абсорбиращ филтър* (*абсорбер*) *A*, поглъщащ влиянието на обобщеното смущение *v*. Системите от този клас са два типа. Първият са тези с пълно поглъщане на влиянието на обобщеното смущение *v* (1) и върху състоянието *x* на системата, и върху регулируемата променлива *y*. Вторият тип са системите с частично поглъщане на влиянието на смущението *v* само върху регулируемата променлива *y*, но не и върху *x*. В настоящата разработка се разглеждат типови абсорбери *A_i* за частично поглъщане на влиянието върху регулируемата величина в системи за управление втория тип на обобщеното (външни и вътрешни репараметризиращи и реструктуриращи) смущение *v*;

2. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Целта на настоящата работа е дискретизацията на типови абсорбери за частично поглъщане на влиянието върху регулируемата величина в системи за управление на обобщеното смущение;

задачите които се поставят за постигане на целта са: •описание на типови абсорбери; •дискретизация на типови абсорбери; •времеви и честотни характеристики.

3. АНАЛИТИЧНО ОПИСАНИЕ НА ТИПОВИ АБСОРБЕРИ

Типовите абсорбери [7, 8] от пълен ред A_i (3) ÷ (13), систематизирани по-долу, са моделирани **2D**-параметрично като рационални астатични, нехомогенни динамични системи (14) във функция от стойността на параметрите T_i .

$$v = [v \quad \varsigma \quad \dots \quad f]^{T}$$
(1)

$$A(p) = [Q(p)]^{-1} = c^{*}(p)/c(p)$$
(2)

$$A_{1}(p) = (T_{1}p)^{-1}$$
(3)

$$A_{2}(p) = (T_{2}p^{2})^{-1}$$
(4)

$$A_{3}(p) = (T_{3}p^{3})^{-1}$$
(5)

$$A_{4}(p) = (T_{4}p^{4})^{-1}$$
(6)

$$A_{1,2}(p) = ((T_{2}p^{2}) \pm (T_{1}p))^{-1}$$
(7)

$$A_{2,3}(p) = ((T_{3}p^{3}) \pm (T_{2}p^{2}))^{-1}$$
(8)

$$A_{3,4}(p) = ((T_{4}p^{4}) \pm (T_{3}p^{3}))^{-1}$$
(9)

$$A_{4,4}(p) = ((T_{4}p^{4}) \pm (T_{1}p^{4}))^{-1}$$
(10)

$$A_{1,2,3}(p) = ((T_{4}p^{4}) \pm (T_{1}p^{3}))^{-1}$$
(11)

$$A_{2,4,4}(p) = ((T_{4}p^{4}) \pm (T_{2}p^{2}) + (T_{1}p))^{-1}$$
(12)

$$A_{1,4,2,4,4}(p) = ((T_{4}p^{4}) + (T_{3}p^{3}) + (T_{2}p^{2}) + (T_{1}p))^{-1}$$
(13)

$$A_{i}(p) = \left(\sum_{i=1}^{M} \left(T_{i} p^{i}\right)\right)^{-1}$$
(14)



Фиг.1.

4. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ НА ТИПОВИ АБСОРБЕРИ

Един възможен метод [4] за дискретизация е този на *Tustin*. Той се използва в теория на управлението (дискретни системи) за интегрални трансформации на непрекъснати сигнал в дискретни. Този метод представлява първо приближение на натуралната логаритмична функция, която е точна картина на z-равнината. Полага се (15), където T е тактът на дискретизация. Инверсното представяне е показано с (16).

$$z = e^{pT} = \frac{1 + \frac{pT}{2}}{1 - \frac{pT}{2}}$$
(15)

$$p = \frac{1}{T} ln(z) = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$
(16)

Типовите абсорбери от пълен ред (3-13) представени с техните *z*-трансформации са показани с (6-16), а с (17-27) са показани съответстващите диференчни уравнения, където с ε - е означен входа на абсорбера, а с ε^* е означен изходният сигнал на абсорбиращия филтър, а *k* е дискретният брояч на време в тактове на дискретизацията.

$$A_{I}(z) = \frac{b_{I}z + b_{0}}{a_{I}z - a_{0}}$$
(17)

$$A_{2}(z) = \frac{b_{2}z^{2} + b_{1}z + b_{0}}{a_{2}z^{2} - a_{1}z + a_{0}}$$
(18)

$$A_{3}(z) = \frac{b_{3}z^{3} + b_{2}z^{2} + b_{1}z + b_{0}}{b_{3}z^{3} - a_{2}z^{2} + a_{1}z - a_{0}}$$
(19)

$$A_{4}(z) = \frac{b_{4}z^{4} + b_{3}z^{3} + b_{2}z^{2} + b_{1}z + b_{0}}{b_{4}z^{4} - b_{3}z^{3} + a_{2}z^{2} - a_{1}z - a_{0}}$$
(20)

$$A_{1 \bullet 2} \left(z \right) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_2 z^2 - b_1 z + a_0}$$
(21)

$$A_{2\bullet3}(z) = \frac{b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0}$$
(22)

$$A_{3\bullet4}(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 - a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0}$$
(23)

$$A_{4 \bullet 1}(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 - a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0}$$
(24)

$$A_{1 \bullet 2 \bullet 3} \left(z \right) = \frac{b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0}$$
(25)

$$A_{2\bullet3\bullet4}(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 - a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0}$$
(26)

$$A_{1 \bullet 2 \bullet 3 \bullet 4} (z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 - a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0}$$
(27)

$$\varepsilon^* a_1(k) = \varepsilon b_1(k) + \varepsilon b_0(k) - \varepsilon^* a_0(k-1)$$
(28)

$$\varepsilon^* a_2(k) = \varepsilon b_2(k) + \varepsilon b_1(k-1) + \varepsilon b_0(k-2) + \varepsilon^* a_1(k-1) - \varepsilon^* a_0(k-2)$$
(29)

$$\varepsilon^{*}a_{3}(k) = \varepsilon b_{3}(k) + \varepsilon b_{2}(k-1) + \varepsilon b_{1}(k-2) + \varepsilon b_{0}(k-3) + \varepsilon^{*}a_{2}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{1}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{0}(k-3)$$
(30)

$$\varepsilon^{*}a_{4}(k) = \varepsilon b_{4}(k) + \varepsilon b_{3}(k-1) + \varepsilon b_{2}(k-2) + \varepsilon b_{1}(k-3) + \varepsilon b_{0}(k-4) + \varepsilon^{*}a_{3}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{2}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{1}(k-3) - \varepsilon^{*}a_{0}(k-4)$$
(31)

$$\varepsilon^* a_2(k) = \varepsilon b_2(k) + \varepsilon b_1(k-1) + \varepsilon b_0(k-2) + \varepsilon^* a_1(k-1) - \varepsilon^* a_0(k-2)$$
(32)

$$\varepsilon^* a_3(k) = \varepsilon b_3(k) + \varepsilon b_2(k-1) + \varepsilon b_1(k-2) + \varepsilon b_0(k-3) + \varepsilon^* a_2(k-1) - \varepsilon^* a_1(k-2) + \varepsilon^* a_0(k-3)$$
(33)

$$\varepsilon^{*}a_{4}(k) = \varepsilon b_{4}(k) + \varepsilon b_{3}(k-1) + \varepsilon b_{2}(k-2) + \varepsilon b_{1}(k-3) + \varepsilon b_{0}(k-4) + \varepsilon^{*}a_{3}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{2}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{1}(k-3) - \varepsilon^{*}a_{0}(k-4)$$
(34)

$$\varepsilon^{*}a_{4}(k) = \varepsilon b_{4}(k) + \varepsilon b_{3}(k-1) + \varepsilon b_{2}(k-2) + \varepsilon b_{1}(k-3) + \varepsilon b_{0}(k-4) + \varepsilon^{*}a_{3}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{2}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{1}(k-3) - \varepsilon^{*}a_{0}(k-4)$$
(35)

$$\varepsilon^* a_3(k) = \varepsilon b_3(k) + \varepsilon b_2(k-1) + \varepsilon b_1(k-2) + \varepsilon b_0(k-3) + \varepsilon^* a_2(k-1) - \varepsilon^* a_1(k-2) + \varepsilon^* a_0(k-3)$$
(36)

$$\varepsilon^{*}a_{4}(k) = \varepsilon b_{4}(k) + \varepsilon b_{3}(k-1) + \varepsilon b_{2}(k-2) + \varepsilon b_{1}(k-3) + \varepsilon b_{0}(k-4) + \varepsilon^{*}a_{3}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{2}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{1}(k-3) - \varepsilon^{*}a_{0}(k-4)$$
(37)

$$\varepsilon^{*}a_{4}(k) = \varepsilon b_{4}(k) + \varepsilon b_{3}(k-1) + \varepsilon b_{2}(k-2) + \varepsilon b_{1}(k-3) + \varepsilon b_{0}(k-4) + \varepsilon^{*}a_{3}(k-1) - \varepsilon^{*}a_{2}(k-2) + \varepsilon^{*}a_{1}(k-3) - \varepsilon^{*}a_{0}(k-4)$$
(38)

5. ВРЕМЕВИ И ЧЕСТОТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Типовите филтри, частично поглъщащи смущенията (3)÷(13), са моделирани и симулирани в средата на *MATLAB*.

Резултатите от симулацията на моделите - времевите и честотните характеристики, са визуализирани както следва с:

• преходните функции на фиг.2, където на фиг.2.1 са на непрекъснатите абсорбери (3÷6), на фиг.2.2 са дискретизираните (17)÷(20), а на фиг.2.3 са показани в сравнителен план;

• преходните функции на фиг.4, където на фиг.4.1 са на непрекъснатите абсорбери (7)÷(13), на фиг.4.2 са дискретизираните (21)÷(27), а на фиг.4.3 са показани в сравнителен план;

• честотните характеристики фиг.3, които са показани в сравнителен план за непрекъснатите и дискретизираните абсорбери от пълен ред е видно в пространството на *Nyquist* фиг.3.1., че филтрират ефективно смущенията върху реалните и имагинерните оси за (3)÷(6) и (17)÷(20);

• честотните характеристики за (7)÷(13) и (21)÷(27) са показани на фиг.5.







6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основните резултати в настоящата разработка могат да бъдат обобщени като:

- 1. Дискретизирини са типови филтри, абсорбиращи влиянието на смущението v;
- Изведени са диференчни уравнения за типовите дискретни абсорбери от пълен ред;

3. Моделирани са дискретните типови филтри поглъщащи влиянието на смущението *v* и са симулирани, като техните времевите и честотни характеристики са показани в сравнителен план с непрекъснатите абсорберите от пълен ред;

7. ЛИТЕРАТУРА

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

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

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

[4] Malinen J. (2011), *Tustin's method for final state approximation of conservative dynamical systems*, Proceedings of the 18th World Congress The International Federation of Automatic Control Milano (Italy) August 28 - September 2, 2011, © IFAC Proceedings Volumes, Volume 44, Issue 1, January 2011, Pages 4564-4569

[5] Nikolov E. (2004), *Special Mathematical Functions and Fractal operators*, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

[6] Nikolov E. (2010), *Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems)*, © 2010 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.

[7] Nikolov E. (2004), *Special Mathematical Functions and Fractal operators*, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

[8] Николов Е. (2015), Фрактално управлние част2 (приложение на операторите от обобщеното дробно смятане в системите за управление, филтри), © 2015 изд. Технически университет София, ISBN 978-619-167-186-1, 198 стр.

Автори: Борис Грасиани, гл. ас. д-р инж., катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София E-mail adress: *bgrasiani@tu-sofia.bg*; Нина Николова, доц. д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail adress: *ninan@tu-sofia.bg*

Постъпила на 11.04.2018 г.

Рецензент: проф. дтн Емил Николов



MODELLING AND ANALYSIS OF HYBRID POWER STATION

Atanas Chervenkov, Atanas Yanev, Todorka Chervevnkova

Abstract: The power station with renewable generating sources is considered. It consist of Photovoltaic plant and Wind-generator. A model of hybrid power station in MATLAB is created. Simulations of the power station operation have been carried out in different modes. The performance of hybrid power station is analysed. The harmonic composition of the generated AC voltage with an industrial frequency is investigated.

Keywords: analysis, modelling, hybrid power station, photovoltaic plant, wind-generator, MATLAB, harmonics.

1. INTRODUCTION

A convenient, cost-effective and reliable power supply is an essential factor in the development of any area. To overcome all the disadvantages possessed by the conventional method of electricity generation and transmission distributed energy generation is being preferred and promoted. There are several ways by which electricity can be generated locally using renewable sources such as solar, wind, biogas, etc. [2]. At present, standalone solar photovoltaic and wind systems have been promoted around the globe on a comparatively larger scale [1]. These independent systems cannot provide continuous source of energy, as they are seasonal. Therefore, suitable energy storage systems will be required for these systems in order to satisfy the power demands. Usually storage system is expensive and the size has to be reduced to a minimum possible for the renewable energy system to be cost effective. The cost effective solution would be hybrid power systems which can reduce energy storage requirements. In this paprer a standalone hybrid power station with suistable renewable energy sources - solar photovoltaic and wind generators is considered.

2. DESCRIPTION OF THE HYBRID POWER STATION

The hybrid power station is consist two reneable sources of small power (10kW) PV plant and wind generator. The power station is not connected to a distribution grid and power system supplied the AC loads. To store the generated electricity in the case of an absence of generating power, a rechargeable battery is used. The transformation of the produced energy with DC-AC inverter is carried out. To restrict and optimize charging and battery discharge processes a controller is used.

Figure 1 show the configuration structure for hybrid system based solar and wind energy sources.



Fig.1. Configuration of Hybrid Energy System.

The hybrid power generation system using wind and solar power includes the following subsystem: solar array, wind turbine, charge controller, battery bank and inverter.

The location of the hybrid power station and climatic conditions is shown in Figure 2 and Figure 3, respectively.



Fig.2. Location of the hybrid power station

1. PV plant

It consists of an arrangement of several components, including solar panels. Solar panels are used to convert solar radiation to the electrical energy. Solar panel is a group of a several monocrystalline silicon(mono-Si) modules electrically connected in series parallel combination to generate the required current and voltage. The electrical power of PV plant is 10 kW, its efficiency is 15.75% and the area of the solar collectors is 63.5 square meters. The generated electricity per year is 10 MWh [3].



Fig.3. Climatic conditions of the hybrid power station

2. Wind turbine

Wind turbine is that system which extracts energy from wind by rotation of the blades of the wind turbine. The wind turbine is of the vertical type. The power generated from wind is not continuous its fluctuating. A wind turbine data and electricity generation from the wind turbine using RETScreen Expert software tool [6] are calculated. They are presented in Figure 4 and Figure 5, respectively.

3. Charge controller

Charge controller has basic function is that it control the source which is to be active or inactive. It simultaneously charge battery and also gives power to the load. The controller has over-charge protection, short-circuit protection, pole confusion protection and automatic dumpload function. It has also the function, which it should vary the power as per the load demand. It add the both the power so that the load demand can fulfill. When power is not generating the controller should extract power from battery and give it to the load.

4. Battery Energy Storage System (BESS)

DC power Batteries are charged and discharged in different mode. Bidirectional power electronic devices are regulating power flow between batteries and energy systems [4]. Based on the type of battery, it has various merits and demerits like cost, weight, size, power and energy capability. Lithium-Ion, Lead-Acid, Nickel Cadmium, Nickel Metal Hydride are important types of energy storage technologies.



Fig.5.. Electricity generation from the wind turbine

The highest energy density among all types of batteries is Lithium-Ion batteries. They are currently used in cellular phones, computers, etc. and development of this technology is used in distributed energy storage applications. During coupled operation, changes in the outputs of wind and solar PV generation [5, 6] will change in the output of BESS and BESS must neutralize by quick changes in output power. Rate variation control or ramp rate control is applied for an associated coupled system to smooth their real power fluctuations [1]. The information is processed by the Battery Energy System controller and es-timates the State of Charge (SOC) of each battery cell and capacity of each battery cell and protects all the cells operate in the designed SOC range [5].
5. Inverter

Inverter is need to convert DC power into AC power. As our load working on the AC supply so we need to convert DC power. The input voltage, output voltage and frequency, and overallpower handling depends on the design of the specific device or the circuitry. The pure sign wave inverter is recommended, because it has minimal distortion and loses.



3. A MODEL OF THE HYBRID POWER STATION

The entire system design of the hybrid energy system is simulated using SIMULINK. A 10-kW PV / wind / BESS (Battery Energy Storage System) hybrid system was considered.

Figure 6 show the simulation schematic for hybrid station with solar and wind sources.

All the energy sources are modeled using MATLAB [7] software tool to analyze their behavior. An easy control technique tracks the maximum power from the solar / wind energy source to accomplish much higher generating capacity factors. The simulation results prove the feasibility and reliability of this proposed system.

4. SIMULATION RESULTS

The simulation study of system parameters are presented below and to predict their actual characteristics three energy sources are modeled accurately in SIMULINK.

Several variants of the operation of the hybrid power plant are considered.

Simulation of different conditions of the hybrid system is performed. All these conditions are clearly observed in the list below.

Common conditions

The load demand to fulfill is 10 KW throughout the time scale except at 4 to 5 sec when it increases to 14 KW. Battery initial state-of-charge 60%. Several simulation of the operation of the hybrid power plant are carried out.

Fig.6. Block diagram of the simulated Hybrid Power Station

Simulation 1 Case of variable weather conditions

Solar energy drops its irradiance from 100% to 25 % from 2 sec.

- Wind turbine initially rotating at 5m/s excels to base speed 12m/s after 0.5 sec. Its rotating speed is decreased to 25 % of its base speed.

The simulation results of voltages and currents in the three phases, and voltage and current in batery in this case are shown in Figure 7 and Figure 8, respectively.



Fig.7. Voltages and currents in the three phases

The simulation results of generating Wind power and PV power in this case are shown in Figure 9.



Fig.8. Voltages and current in the battery



Fig.9. Generated Wind power and PV power in Wats The harmonic analysis is shown in Figure 10. The integrated voltages and curents are close to sinusoid and THD has very small value.



Fig.10. Harmonics analysis with two sources *Simulation 2 (maximum solar energy, while no wind power)*

Solar energy irradiance at 100%.

- Wind turbine rotating at 0 m/s.

In this case voltages and currents are close to ideal. The invertor vorks with maximum efficiency and low harmonics level. The level of battery voltage is stability, it can be shown in Figure 11.



Fig.11. Batery volate in case of maximal PV power

Simulation 3 (maximum wind power, while no solar energy)

- Solar energy irradiance at 0%.
- Wind turbine rotating at 12 m/s.

In this case voltages and currents are close to ideal also. Generating Wind power increase significantly by relatively high speed of turbine. In can be shown in Figure 12.



Fig.12. Generated maximal Wind power

Simulation 4 (Power station works with 60% of the installed power -20/40)

- Solar energy irradiance at 20%.
- Wind turbine rotating at 5 m/s.

The simulation results of generating Wind power and PV power in this case are shown in Figure 13.

Simulation 5 (Power station works with 60% of the installed power -40/20)

- Solar energy irradiance at 40%.
- Wind turbine rotating at 2.5 m/s.

The simulation results of generating Wind power and PV power in this case are shown in Figure 14.



Fig.13. Generated Wind power and PV power (60% of the installed power -20/40)



Fig.14. Generated Wind power and PV power (60% of the installed power -40/20)

5. DISCUSSION

The electric power can be utilize where it generated so that it will reduce the transmission losses and cost.

There are several ways by which electricity can be generated using renewable sources such as solar, wind, biogas, etc. Individual generation of solar and wind energy is costlier.

The using the non conventional energy resources is highly safe for the environment as it doesn't produce any emission and harmful waste product like conventional energy resources. It is cost effective solution for generation. It only need initial investment. Cost reduction can be done by increasing the production of the equipment and stimulate our economy by creating jobs in the manufacturing and installation of solar and wind energy systems.

By using solar and wind integrated system we can electrify remote area, also in future it is applicable in smart grid to for metro cities avoid unwanted load shedding.

Solar and wind energy integrated technologies have great potential.

6. CONCLUSION

The power hybrid station with renewable generating sources - Photovoltaic plant and Wind-generator is considered. They are highly safe for the environment as it does not produce any emission and harmful waste product like conventional energy resources. A model of hybrid power station in MATLAB is created. Simulations of the power station operation have been carried out in different modes.

The performance of hybrid power station is analysed.

The harmonic composition of the generated AC voltage with an industrial frequency is investigated.

The hybrid power station is good and effective solution for power generation than conventional energy resources.

ACKNOWLEDGEMENTS

The research results presented in this works are supported by grant from the Scientific and Research Sector of Technical University – project № 182ПД0002-08.

REFERENCES

[1] M. Muralikrishna and V. Lakshminarayana, "Hybrid (solar and wind) Energy System For Rural Electrification", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 3, No. 5, October 2008, pp. 50-57.

[2] H.M.Robert and J.H. Collins, "Handbook of Energy Conservation", CBS Publishers & Distributors, Vol. No.-I, 2007, pp. 122-138.

[3] http://www.nrcan.gc.ca/energy/software-tools/7465.

[4] Soundarapandian R, Jayashree R. An improved artificial fish swarm optimization for proficient solving of advanced unit commitment problem with wind energy and pumped hydro storage. Indian Journal of Science and Technology, Vol 7(S6), October 2014, pp.95–104.

[5] Nair, Nirmal-Kumar ; Garimella, N, Battery energy storage systems: Assessment for small-scale renewable energy integration, Energy and Buildings, Volume 42, Issue 11, November 2010, Pages 2124-2130.

[6] Sera D, Kerekes T, Teodorescu R, Blaabjerg F, Improved MPPT algorithms for rapidly changing environmental conditions, Power Electronics and Motion Control Conference, 12th International conference EPE-PEMC 2006, 2006, pp. 1614–1619.

[7] MATLAB Documentation, *MathWorks* Retrieved 14, August 2013.

Authors: Atanas Chervenkov, PhD, Assoc. Prof., Department of Theoretical Electrical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *acher@tu-sofia.bg*; Atanas Yanev, PhD student, Department of Theoretical Electrical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *atanas.yanew@gmail.com*; Todorka Chervenkova, PhD, Assoc. Prof., Department of Electrical Engineering, Automatics and Information Technics, Technical University of Sofia, E-mail address: *tchervenko-va@tu-sofia.bg*

Received 27 April 2018

Reviewer: Assoc. Prof. PhD Simona Petrakieva



РАЗШИРЯВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПРОГРАМИРАНЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ УСТРОЙСТВА ЧРЕЗ МАТЛАБ

Владимир Христов, Марин Жилевски

Резюме: В настоящата статия са показани възможности за програмиране на CPLD и FPGA програмируеми логически устройства чрез добавяне на библиотеката Xilinx System Generator в Симулинк на Матлаб. Разгледани са структурата и алгоритъма на работа на различните видове симулации, които могат да бъдат извършвани в Симулинк чрез системния генератор на Xilinx. В работата са представени предимствата на използване на такъв вид програмиране и са дадени конкретни реализирани примери демонстриращи тяхната функционалност и работоспособност.

Ключови думи: CPLD, FPGA, програмируеми логически устройства, Xilinx System Generator

EXTENSION OF PROGRAMMING POSSIBILITIES FOR PROGRAMMABLE LOGICAL DEVICES THROUGH MATLAB

Vladimir Hristov, Marin Zhilevski

Abstract: In the present article are shown the possibilities of expanding the programming of CPLD and FPGA programmable logical devices by adding the Xilinx System Generator library to Matlab's Simulink. The structure and algorithm of the different types of simulations that can be performed in Simulink using the Xilinx System Generator are presented. The work presents the advantages of using this type of programming and concrete examples are presented, demonstrating their functionality and efficiency.

Keywords: CPLD, FPGA, programmable logic device, s Xilinx System Generator

1. ВИДОВЕ ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ УСТРОЙСТВА

Програмируемите логически устройства (PLD) са създадени през 70- те години и оттогава са станали значително популярни. Те са широко използвани, поради тяхната гъвкавост за конструиране и проектиране, като могат многократно да се препрограмират, дори и в областта на функционалността на системата.

Програмируемите логически устройства, представляват интегрални схеми и устройва, които имат възможност да реализират сложни функции с висока степен на интеграция и високи работни честоти [1,2]. Създаването на програмируемите логически устройства дава свобода за проектиране на цифрови устройства с го-

лямо бързодействие на програмируемата логика. Тези устройства отговарят на изискванията за голяма гъвкавост при проектиране и кратко време за изпълнение, каквито са изискванията на днешното време за създаване на възможно посложни и същевременно по-бързи логически устройства [2].

Сложните програмируеми логически устройства (Complex Programmable Logic Devices – CPLDs) и Програмируемите матрици (Field Programmable Gate Arrays – FPGAs) представляват следващо, по-съвременно развитие на Програмируемите Логически Устройства (PLD). Това развитие се дължи на факта, че интегралните технологии увеличават непрекъснато броя на елементите, реализирани върху чиповете.

За тяхното създаване са използвани техните предшественици, които определят трите основни типа на архитектури:

- програмируем логически масив (PLA Programmable Logic Array);
- програмируем масив от логики (PAL Programmable Array of Logic);
- масив от логики с общо приложение (GAL Generic Array of Logic).

Принципно, структурата на CPLD е съставена от средно няколко десетки или стотици блока, представляващи функционално PLD - устройства (PLA, PAL), свързани с помощта на блок – комутатор за данни (свързваща матрица).

Най-общо, CPLD – чиповете се използват за: имплементиране на сложни, бързодействащи управляващи устройства (контролери); графични (видео) контролери, контролери за локални мрежи (LAN - контролери), контролери за интерфейси за обмен на данни (UARTs), контролери за бързи, асоциативни памети (cache control), за контролери за мобилни телефони и др. [1,2].Стремежът е към структури, които: да увеличават в пъти функционалните си възможности, да бъдат с по-малки физически размери, по-бързи, по-мощни и по-евтини. Общата архитектура на CPLD, базирана на определен брой логически блокове (PLD), свързани с програмируеми вътрешни връзки е показана на фиг.1 [2].



Програмируеми логически матрици (FPGA) се считат за нов етап в развитието на цифровите интегрални схеми (ИС), тъй като връзките между елементите им не са еднозначно определяни в процеса на производство, а могат да се програмират. Това означава възможност чрез дадена FPGA да се реализират различни

устройства, лесно да се променя тяхната конфигурация и съответно начина на действие в процеса на разработка и дори по време на експлоатацията. Програмируемата вътрешна свързаност е разположена в маршрутизиращи канали, показани на фиг.2.

2. РАЗВОЙНИ СРЕДСТВА ЗА ПРОГРАМИРАНЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ УСТРОЙСТВА

Програмируемите логически устройства (CPLD и FPGA) изискват и създаването както на програмни езици, така и на среди за тяхното програмиране. Езикът за хардуерно описание (HDL - Hardware Description Language) е език, който описва хардуера на цифровите системи в текстова форма [1,2]. Той много прилича на програмен език, но е специфично ориентиран за описание на структурата на хардуера и неговото поведение. Той може да се използва за представяне на логически диаграми, булеви изрази и други по-сложни цифрови схеми. Като език за документиране, HDL се използва за представяне и документиране на цифрови системи във форма, която може да бъде прочетена както от компютрите, така и от хората [2]. Съдържанието на езика може да бъде съхранявано и извеждано лесно, и обработвано от компютърни програми по ефикасен начин.

Всеки производител на CPLD и FPGA предлага към тях продукт, позволяващ пълноценното им използване за реализация на устройства с желана конфигурация. Същевременно съществуват езици за хардуерно описание (Hardware Description Language, HDL), предназначени за симулиране на всякакви електронни схеми, които могат да се използват и за CPLD и FPGA. Опитът е показал, че от тях най-подходящи за FPGA са JHDL, VHDL и Verilog. И трите се предлагат от повечето производители на FPGA за постоянно или едногодишно безплатно ползване. Освен тях специализирани фирми също предлагат програмни продукти, например PICO Express на Synfora.

Водещите производители на програмируеми логически устройства (ПЛУ) са: Xilinx, Altera и Lattice semiconductor. Един от водещите софтуер за програмиране на ПЛУ е ISE на Xilinx.

Софтуерът за програмиране трябва да има възможност за извършване на логическа симулация, което позволява да се представи структурата и поведението на цифровата система чрез използването на компютър. Симулаторът интерпретира HDL описанието и продуцира изход в четим формат, такъв като време диаграмата, който позволява да се предвиди как ще функционира схемата преди тя да бъде пусната в производство или заредена в програмируема логическа схема [1]. Симулацията позволява откриването на функционални грешки в схемата без да е необходима физическата й реализация. Откритите грешки могат да бъдат своевременно коригирани чрез промяна на съответния фрагмент HDL код. Стимулационните сигнали, чрез които се тества функционалността се наричат тест бенчове (test bench) [1]. Така че, за да се симулира дадена схема, тя първо се описва на HDL език и след това се проверява чрез симулация, като входните сигнали се задават чрез тест бенч, който също се създава с помощта на HDL [1,3]. Има два стандартни HDL езика, които се поддържат от IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers): VHDL и Verilog HDL. VHDL е абревиатура на Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (език за описание на високоскоростни интегрални схеми) [1]. Преди него е създаден Verilog (1983 г.). VHDL е по-труден за използване от Verilog и е по-разпространен за използване в Европа, докато в САЩ по-широка популярност е добил Verilog.

Налагането на езици за хардуерно описание в инженерната практика е продиктувано от все по-нарастващия размер на схемите, развитието на компютърната техника, улесняваща синтеза и симулацията, възможността за деленето на проектите на модули [1].

3. ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПРОГРАМИРАНЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ УСТРОЙСТВА В МАТЛАБ

Развитието на CPLD и FPGA устройствата позволява с тях да бъдат създавани цифрово-сигнални процесори (DSP) с много големи възможности.

Разработчиците на приложения за DSP обикновено използват Матлаб и Симулинк да разработват алгоритми, докато разработчиците на CPLD и FPGA използват основно софтуерни платформи използващи Verilog и VHDL хардуерни езикови описания. Това създава неудобства при разработването на DSP приложения базирани на CPLD и FPGA платформи.

Поради тази причина разработчиците на Xilinx създават за удобство на проектантите библиотека "Xilinx System Generator for DSP" с приложения в Симулинк на Матлаб. Последните имат библиотеки даващи възможност за превод към VHDL или Verilog код на съответния проект, но нямат възможност за ориентиране към съответен хардуер, както специализираните програми за работа с FPGA и CPLD платформи.

По този начин с разработването на библиотека се осигурява възможност на проектантите за по-лесно адаптиране и работа с тези устройства, без да се налага да бъдат научавани и използвани други програмни продукти. Библиотеките и генератора към Матлаб са допълнително достъпни чрез инсталация на Xilinx System Generator.

На фиг.3 е показана библиотеката на Xilinx Blockset от инсталираното приложение Xilinx System Generator. Библиотеката съдържа специфични означения, използващи знака на Xilinx (X) за различните оператори, с цел да бъдат разпознавани[5].

На фиг.4. е показан прозореца на системния генератор на HDL код в Матлаб средата. С него се осигурява възможност за избор на компилатор, съответно вида на устройството, избор на вида на синтеза, както и на вида на използвания език (VHDL или Verilog).



Фиг.3. Изглед на библиотека Xilinx Blockset на Xilinx System Generator

Compilation :		
> HOL Netlist	1	Settings
Part :		
Virtex4 xc4vsx55-12ff1148	3	
Target directory :		
FHSS_TRANSCEIVER		Browse
Synthesis tool :	Hardware description	language :
xst 👻	Verilog	~
Create testbench	import as configur	sble subsyste
Clocking Options		
FPGA clock period (ns) :	Clock pin location :	
(1/180e+6)*1e+9		
Multirate implementation :	DCM input clock period (ns):	
Clock Enables 🛛 👻	100	
Provide clock enable clear pir		
Override with doubles :	According to Block Settings	
Simulink system period (sec) :	1/180e+6	
	provide and the	THE PARTY

Фиг.4. Прозорец на системния генератор на HDL код в Матлаб средата

На фиг.5 е показан алгоритъма на работа за програмиране на ПЛУ в Матлаб средата и имплементирането в CPLD или FPGA на генерирания програмен код от генератора [4,5]. След създаване на проекта в Симулинк, следва процеса System Generator, който включва два етапа:

- подготовка на представената система от генератора;

- RTL генериран код който позволява да бъде извършена симулацията, за проверка на функционалността на проектираната система и извършване на верификация на модела.

Другата възможност е за извършване на имплементация и зареждане на кода в програмируемото устройство и извършване на директно ко-симулация.



Фиг.5. Алгоритъм на работа за програмиране на ПЛУ в Матлаб

На фиг.6 е показан алгоритъма по-който се извършва в Симулинк софтуерната верификация [10,14]. На фиг.7 е показана алгоритъма на HDL ко-симулция и верификация, а на фиг.8 е показан третият вид на хардуерна (Hardware) Ко-симулация и верификация.



верификация



Hardware Co-Simulation verification



Фиг.8. Hardware Ко-симулация и верификация



Фиг.9. Пример в Симулинк чрез използване на System Generator

В [6] е показан реализиран пример в Симулинк чрез използване на System Generator в Симулинк - фиг.9, като ограденото ядро в средата в червено (SysGen

blocks realizable in Hardware) представлява програмата за реализиране във FPGA платформата. Ядрото комуникира със входно-изходни блокове за комуникация между блоковете на Xilinx и Симулинк блоковете. Най-външните слоеве на схемата представляват входни сигнали от Симулинк и съответно блока за визуализиране (осцилоскоп) на отработените сигнали от Xilinx логиката в ядрото.

4. ПРИМЕРНИ ПРИЛОЖЕНИЯ РЕАЛИЗИРАНИ ЧРЕЗ XILINX SYSTEM GENERATOR

В [7] е показан сравнителен пример за реализиране на fuzzy регулатор-(FLC), пид регулатор-(PID) и fuzzy регулатор чрез Xilinx, за FPGA платформа-(FLC-VHDL) –фиг.10.



Фиг.10. Примери на fuzzy регулатор, пид регулатор и fuzzy регулатор чрез Xilinx system generator

На фиг.11 са показани симулационни резултати при трите регулатора при стъпално входно въздействие.



Фиг.11. Резултати от fuzzy регулатор (FLC), пид регулатор (PID) и fuzzy регулатор чрез Xilinx system generator (FLC-VHDL)

В [8] е показано реализирано четириквадрантно управление на скоростта на постояннотоков двигател чрез Xilinx system generator в Симулинк. На фиг.12 е показан блока(Co-sim Block) на управлението на постояннотоковия двигател, което е реализирано чрез каскадно управление на скоростта с ПИ-регулатор чрез Xilinx system generator в Симулинк, а на фиг.13 е показан общия изглед на цялата система и резултати за тока и скоростта от направената Ко-симулация.



Фиг.12. Управление на постояннотоков двигател реализирано чрез Xilinx system generator в Симулинк



Фиг.13. Общ изглед на цялата система за управление и резултати от направената Ко-симулация

В [9] е показано реализирано управление на превключваем реактивен мотор (SRM) чрез Xilinx system generator в Симулинк – фиг.14. Управлението е предвидено да бъде имплементирано в FPGA платформа – SPARTAN 3, поради което в блока SPARTAN 3 е заложено управлението и са заложени регулаторите на ток и скорост показани на фиг.15 и фиг.16.



Фиг.14. Общ изглед на цялото SRM управление в Симулинк



Фиг.15. Регулатора на ток реализиран чрез system generator



Фиг.16. Регулатора на скорост на реализиран чрез system generator

В [11, 12, 13, 16, 17] са показани разработки реализирани чрез системния генератор на Xilinx. Разработките са свързани с проектирането на вградени системи с FPGA касаещи фъзи управление; безсенсозрно управление на асинхрнен мотор; радиоприемник, управление на вятърна турбина, разпознаване на образи.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Използването на Xilinx библиотеката и системния генератор в Симулинк, ще позволи да бъдат създадени редица DSP вградени системи за управления. Голяма част от тях ще бъдат насочени към електромеханичните системи и по-конкретно към вградени системи за управление на сервозадвижвания, като за тяхната реализация освен симулация на ниво логическо управление ще има възможност да бъдат извършени както софтуерни така и хардуерни ко-симулационни изследвания. Този подход ще даде възможност за по-бързо проектиране на управления, както на електрозадвижвания, така и на други системи, което ще спести време и пари за тяхната реализация. Друго предимство за потребителите на Матлаб е, че не е необходимо да се научава нов софтуерен продукт, както и нов език за описание на такива системи. По този начин ще се избегне възможността за работа с няколко софтуерни платформи и прехвърляне на работата от една към друга софтуерна платформа, като ще има възможност за комплексна работа чрез един единствен софтуерен продукт. Настоящата разработка представя възможностите за разширяване на програмирането на програмируеми логически устройства, чрез един по-лесен и по-достъпен начин за потребителите на Матлаб, като показаните примери демонстрират всички тези предимства на работа с Xilinx библиотеката и системния генератор в Симулинк

ЛИТЕРАТУРА

[1] Константин Павлитов, "Логическо управление на електромеханични системи", София, 2007, издателство Технически университет София

[2] К. Филипова, "Логическо управление на процеси и системи", София, 2014, издателство Технически университет

[3] С. Тодорова, Й. Русева, Д. Григорова, "Синтез и анализ на логически схеми", Русе, 1998, Русенски университет "Ангел Кънчев"

[4] www.xilinx.com - White paper Xilinx for Academic use only, 2011

[5] T. Pérez, Carlos M. Travieso, Jesús B. Alonso and José L. Vásquez, Design Methodology with System Generator in Simulink of a FHSS Transceiver on FPGA, DOI: 10.5772/23812

[6] Florin-Marian BÎRLEANU, Hardware Implementation of Automatic Control Systems using FPGAs, June 28, 2016 – Pitesti, Romania

[7] Mani Shankar Anand, Barjeev Tyagi, Design and Implementation of Fuzzy Controller on FPGA, I.J. Intelligent Systems and Applications, 2012,

[8] Chandrasekaran V., FPGA Based Hardware-in-the Loop Controller for Electric Drives, thesis of the university of minnesota, December 2013

[9] Prasad N., Jain Sh., Simulation of Switched Reluctance Motor for Performance Analysis Using MATLAB/SIMULINK Environment and use of FPGA for its control, International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering 1(1): 91-98(2012), ISSN No. (Online) : 2277-2626

[10] Kiran Kintali, Yongfeng Gu, White paper: Model-Based Design with Simulink, HDL Coder, and Xilinx System Generator for DSP, 92077 v 01 11/15

[11] Sánchez-Solano S., Toro E., Brox M., Baturone II., Barriga Á., A Design Environment for Synthesis of Embedded Fuzzy Controllers on FPGAs, Fuzzy Systems (FUZZ), Barcelona, Spain, 2010 IEEE Conference on 18-23 July 2010,

[12] Krim S., Gdaim S., Mtibaa Ab.; M. Mimouni, Contribution of the FPGAs for Complex Control Algorithms: Sensorless DTFC with an EKF of an Induction Motor, International Journal of Automation and Computing, DOI: 10.1007/s11633-016-1017z, ISSN1751-8520

[13] Patel T., Implementation Of A Software Defined Radio On Fpgas Using System Generator, May 10, 2010, thesis of Master of The University of Tennessee at Chattanooga

[14] Vivado Design Suite Tutorial, Model-Based DSP Design using System Generator, UG948 (v2013.1) March 20, 2013

[15] Xilinx, System Generator for DSP, User Guide, UG638 (v 12.3) Sept. 21, 2010

[16] Raut Y. V., Kulkarni Ch. V., FPGA Based Face Detection System using Xilinx System Generator, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 4, Issue 6, June 2015, ISSN (Online) 2278-1021
[17] Schaffer L., Kincses Z., Implementation of an FPGA-based wind turbine HIL model, , May 2015, International Conference and Workshop on Mechatronics in Practice and Education, At Serbia

Автори: Владимир Христов, гл. ас. д-р инж., катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Еmail address: *vdhristov@tu-sofia.bg*; Марин Жилевски, гл. ас. д-р инж.; катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address:*mzhilevski@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Дочо Цанков

УПРАВЛЕНИЕ НА ВЕНТИЛАЦИОННА СИСТЕМА МИНИМИЗИРАЩО КОНЦЕНТРАЦИЯТА НА СО В ГАРАЖНИ ПОМЕЩЕНИЯ С БАЛАНСИРАНЕ НА ВЪЗДУХОВОДНАТА МРЕЖА В РЕАЛНО ВРЕМЕ

Христо Стоянов, Дочо Цанков, Тодор Йонков

Резюме: В работата е представен и реализиран подход за управление на вентилационна система за поддържане на минимална концентрация на СО в затворени гаражни помещения в зависимост от моментните нужди в обекта с балансиране на въздуховодната мрежа в реално време. Решението е реализирано чрез свободно програмируем логически контролер и СКАДА 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: реално време, качество на въздушна среда, програмируем контролер, дебиторегулираща калапа

CONTROL OF A VENTILATION SYSTEM WITH MINIMAL CONCENTRATION OF CO IN GUARANTEE AREAS WITH AIR DUCT RESISTANCE BALANCE IN REAL TIME

Hristo Stoyanov , Docho Tsankov , Todor Ionkov

Abstract: In the work is presented and implemented approach for control of ventilation system for maintenance of safe concentration of CO contained in the air environment in closed underground parking areas on demand. 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: real time, indoor air quality, PLC, Air volume control damper

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Поддържането на нормирани стойности на въглероден оксид (СО) чрез регулиране на скоростта на подаване на външен въздух е стратегия за управлението на вентилационни системи, при която се осигурява препоръчано за средно статистически обитател в дадено помещение количество "свеж" въздух от стандарта ASHRAE 62.1-2010 [1]. Тази стратегия може да гарантира, че подаденият въздух е достатъчен, за да се разреждат замърсителите, свързани с обитателите на затворени помещения, защото СО е отличен индикатор за концентрациите на замърсители, особено в гаражни помещения [2]. Такова управление може да избегне свръхвентилация, като осигурява променлив дебит на външния въздух в зависимост от действителното натоварване в зоните, за разлика от реализациите, които се основават на проектна или пълна заетост [3].

Голямото разнообразие от решения в областта показва, че управлението на базата на СО може да намали консумацията на енергия [2,4-6]. Следователно найдобре е да се прилага за пространства, които са обект на променлива или периодична заетост – подземни или затворени гаражни помещения.

Съществуват редица решения, базирани на затворени системи за управление с отчитане на общото замърсяване за цялата вентилационна система, също така и комбинация от локални измерители с определяне на най-натоварената зона.

Цел на настоящата работа е да се предложи управление на вентилационна система за поддържане на минимална концентрация на СО в затворени гаражни помещения с балансиране на въздуховодната мрежа в реално време и в зависимост от моментните нужди в обекта.

2. ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Обектът за управление представлява смукателна вентилационна система за премахване на замърсители от автомобили в затворени гаражни помещения и е показна на фиг.1. Въздуховодната мрежа е разделена на 3 (три) главни клона, обхващащи предварително обособени отделни зони в контролираното пространство.

На подходящо място в главните клонове са инсталирани дебиторегулиращи клапи, осигуряващи поддържането на проектния дебит през прилежащия клон в случай на детекция на превишена концентрация в зоната.

Крайните смукателни клапи са пасивни и са балансирани съгласно метода за най-малко съпротивление във въздуховодната мрежа.

В гаражното пространство в близост до паркоместата се изгражда мрежа от сензори за СО, следяща за наличието на превишена концентрация в конкретната зона.



Фиг.1. Опростена функционална схема на смукателната част на вентилационна система за затворени гаражни помещения.

Основни компоненти на системата (фиг.1):

- Зонова сензорна мрежа за концентрация на СО в отделните зони S1, S2, и S3.
- Канален сензор в главния клон за концентрация на CO Sk.
- Дебиторегулиращи клапи към локални въздуховодни клонове D1, D2 и D3.
- Канален сензор за дебит F.
- Основен смукателен вентилатор V1.
- Резервен смукателен вентилатор V2.

3. ДЕФИНИРАНЕ НА: ВХОДНИ ВЪЗДЕЙСТВИЯ, ИЗХОДНИ РЕАКЦИИ И БАЗОВО-АВАРИЙНИ СЦЕНАРИИ ЗА РАБОТА НА СИСТЕМАТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Входни въздействия:

- концентрация на CO в отделните зони -S1, S2, uS3.
- концентрация на СО в главния клон Sk.

- дебит в локалните въздуховодни клонове *D1*, *D2* и *D3*.
- дебит в главният клон -F.
- температури в въздуховодите *T1,T2,T3*

Изходни реакции:

- Задание за положение (дебит) на дебиторегулиращите клапи У_{D1}, У_{D2} и У_{D3}.
- Задание за ъглова скорост на основния смукателен вентилатор с честотно управление на оборотите на двигателя *У*_{V1}.
- Задание за ъглова скорост на резервния смукателен вентилатор с честотно управление на оборотите на двигателя *У*_{V2}.

Базово-аварийни сценарии за работа:

- 1. При наличие на сигнал за пожар от ПИЦ (пожароизвестителна централа) и отчитането му се стартира режим на свръхвентилация всички дебиторегулиращи клапи са на 100% отворени и вентилатори V1 и V2 работят на максимални обороти.
- 2. Очистването на гаражните помещения е активно съгласно предварително дефиниран времеви график – съобразено с работното време на сградата.

4. МАТЕМАТИЧЕСКО МОДЕЛИРАНЕ НА ПРОГНОЗНОТО ЗАМЪРСЯВАНЕ

Предварителната оценка на СО замърсяването дава възможност за определяне на граничните условия за работа на системата за управление. Математическият модел трябва да отчита активността на автомобилите и вида на сградата, на която принадлежи гаражното пространство. Съществуват модели на ефекта от замърсяване в зона за обитаване [7], базирани на изразяване на равновесната концентрация на замърсители, чрез уравнението на масовия баланс, но в случая е по-подходящо да се търсят осреднени статични зависимости.

Такъв подход е предложен в [8] като прогнозната концентрация на СО за една кола се дава с израза:

$$E = \left(\frac{e_1 t}{3600} + \frac{e_2 s}{10000}\right) A \tag{1}$$

където:

- $A = 0,6 \div 1.5$ коефициент, отчитащ вида на сградата,
- Е емисия на замърсяване от една кола,
- e_1 СО емисия при стартирал автомобил,

 $e_2 - \text{CO}$ емисия на автомобил, преминаващ с 10км/ч,

t, *s* – време на работа и път на автомобила.

Прогнозният дебит от външен въздух може да бъде определен по формулата:

$$D = \frac{nE}{C_{dop} - C_z}$$
(2)

Тук :

n – брой автомобили,

Е – емисия на замърсяване от една кола,

*C*_{*dop*} – допустима концентрация на СО в гаражната зона,

C_z – концентрация на СО във входящия въздух.

5. АЛГОРИТЪМ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Въз основа на прогнозната и реалната концентрация на СО е създаден алгоритъм, извършващ балансиране на въздуховодната система и задаващ оптимално задание по скорост на главния вентилатор.

Блоковата схема на предложеният алгоритъм за управление е показан на фиг.2.

Принципът на действие се свежда до следната последователност от действия:

- Алгоритъмът се съобразява със сигнал за наличие на пожар от ПИЦ (пожароизвестителна централа) и при отчитането му се стартира режим на свръхвентилация – всички дебиторегулиращи клапи са на 100% отворени и вентилатори V1 и V2 работят на максимални обороти.
- 2. Очистването на гаражните помещения е активно съгласно предварително дефиниран времеви график съобразено с работното време на сградата.
- 3. Следваща стъпка е проверка за наличие на опасна концентрация в зона S1 и липса на детекция в останалите зони. При наличие на положителна проверка се стартира системата с предварително дефинирани параметри в режим 1.
- 4. Сравнява се показанията на каналния сензор в основният въздуховод Sk с предварително дефиниран параметър за критично ниво "СО критично". При Sk < CO критично се рестартира алгоритъмът, докато при Sk > CO критично се проверява отново за наличие на пожар от ПИЦ (пожароизвестителна централа) и при отчитането му се стартира режим на свръхвентилация, в противен случай режим 1 продължава да е активен.



Фиг.2. Блокова схема на алгоритъм за управление

- 5. Следващата стъпка е проверка за наличие на опасна концентрация в зона S2 и липса на детекция в останалите зони. При наличие на положителна проверка се стартира системата с предварително дефинирани параметри в режим 2.
- 6. Сравняват се показанията на каналния сензор в основния въздуховод Sk с предварително дефиниран параметър за критично ниво "CO критично". При Sk < CO критично се рестартира алгоритъмът, докато при Sk > CO критично се проверява отново за наличие на пожар от ПИЦ (пожароизвестителна

централа) и при отчитането му се стартира режим на свръхвентилация, в противен случай режим 2 продължава да е активен.

- 7. Следващата стъпка е проверка за наличие на опасна концентрация в зона S3 и липса на детекция в останалите зони. При наличие на положителна проверка се стартира системата с предварително дефинирани параметри в режим 3.
- 8. Сравняват се показанията на каналния сензор в основния въздуховод Sk с предварително дефиниран параметър за критично ниво "СО критично". При Sk < СО критично се рестартира алгоритъмът, докато при Sk > СО критично се проверява отново за наличие на пожар от ПИЦ (пожароизвестителна централа) и при отчитането му се стартира режим на свръхвентилация, в противен случай режим 3 продължава да е активен.
- 9. Следваща стъпка е проверка за наличие на опасна концентрация в няколко или всички зони.

При положителен резултат се стартира алгоритъм за балансиране на въздуховодната мрежа:

- а. Дебиторегулиращите клапи на зоните с активна детекция се отварят на 100%.
- b. Вентилаторът V1 се стартира и поддържа сумата от проектният дебит на зоните с активна детекция.
- с. След установяване на работата вентилаторът продължава с честотата при която е достигнато заданието.
- d. Сравняват се всички работещи клонове разликите между проектен и измерен дебит в процентно отношение.
- е. Дебиторегулиращата клапа на клона с най-голям недостиг на измерения спрямо проектния дебит остава на 100% отворена.
- f. Дебиторегулиращата клапа на клона с най-голям излишък се притваря до достигането на проектния дебит в процентно отношение.
- g. Сравнението се извършва, докато система не се установи в състояние, при което през всички клонове се измерва дебит в процентно отношение в границите от 10% на проектния дебит.
- h. Последната стъпка е задаването на постоянната скорост на вентилатора V1 и потвърждение на заданието на проектния дебит.
- 10. След балансирането на системата отново се сравняват показанията на каналния сензор в основния въздуховод Sk с предварително дефиниран параметър за критично ниво "СО критично". При Sk < СО критично се рестартира алгоритъмът, докато при Sk > СО критично се проверява отново за наличие на пожар от ПИЦ (пожароизвестителна централа) и при отчитането му се стартира режим на свръхвентилация, в противен случай продължават да са активни достигнатите параметри след балансирането на система.

6. ПРОГРАМНА РЕАЛИЗАЦИЯ, ГРАФИЧНИ ЕКРАНИ И ИНТЕГРИРАНЕ В ПЛАТФОРМА ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ "SMARTSTRUXURE"

Физическата реализация на предложеното управление е реализирана с продуктите на платформата за сградна автоматизация "SmartStruxure" на Шнайдер Електрик. Програмното осигуряване е изготвено със софтуерния продукт "Building Operation Menta Editor" за програмируем логически контролер "Automation Server" и част от за определянето на актуалния режим на системата е показана на фиг.3.



Фиг.3. Програмна реализация в софтуерен продукт "Building Operation Menta Editor"

Създаден е със софтуерния продукт "Building Operation Menta Editor" главен графичен екран, изобразяващ статуса на системата в реално време. В конкретния екран (фиг.4) се визуализират:

- Статус, наличие на авария и наличие на дебит през вентилаторните секции.
- Моментната стойност на концентрацията на СО в главния въздуховоден клон.
- Моментната стойност на дебита в главния въздуховоден клон.
- Текущата стойност на дебита в през отделните въздуховодни клонове.
- Наличие на детекция на опасна концентрация на СО в отделните зони.
- Панел за управление



Фиг.4. Графичен екран, показващ статуса на системата в реално време.

7. РЕЗУЛТАТИ И АНАЛИЗИ

След проведени симулационни тестове на алгоритъма бе потвърдена работоспособността му при различни сценарии: относно разбалансирането на системата при различни стойности на загуби във въздуховодите. След направените тестове и прогнозни оценки резултатите могат да се обобщят както следва:

Предимства

- Вентилират се само зоните, в които е отчетена превишена концентрация, за необходимото време при условия на минимално съпротивление на въздуховодната мрежа и минимално количество на пресен (неклиматизиран) въздух. Това прави алгоритъма на работа енергоспестяващ.
- Управлението се адаптира към променливия брой на зоните с активно балансиране на необходимите дебити при отчитане на превишена концентрация на СО в произволна зона.

Недостатъци:

• Директно приложим е само в случаите на наличие на: честотно управление на главния смукателен вентилатор, локални дебиторегулиращи клапи и първично управление, реализирано с подходящ програмируем логически контролер

ЛИТЕРАТУРА

[1] ASHRAE Standard 62.1-2010, Ventilation for Acceptable Indoor Air Quality, American Society of Heating, Refrigeration, and Air Conditioning Engineers, Atlanta, Georgia, 2010.

[2] C.Y.H. Chao, J.S. Hu, Development of a dual-mode demand control ventilation strategy for indoor air quality control and energy saving, Building and Environment 39 (2004) 385–397.

[3] M.B. Schell, S.C. Turner, R.O. Shim, Application of CO2-based demandcontrolled ventilation using ASHRAE Standard 62: optimizing energy use and ventilation, ASHRAE Transactions 104 (1998) 1213–1225.

[4] V. Congradac, F. Kulic, HVAC system optimization with CO2 concentration control using genetic algorithms, Energy and Buildings 41 (2009) 571–577.

[5] V. Pavlovas, Demand controlled ventilation a case study for existing Swedish multifamily buildings, Energy and Buildings 36 (2004) 1029–1034.

[6] M. Mysen, S. Berntsen, P. Nafstad, P.G. Schild, Occupancy density and benefits of demand-controlled ventilation in Norwegian primary schools, Energy and Build-ings 37 (2005) 1234–124

[7] Д. Цанков, Селекторно базирано управление с подобряване на локалния вентилационен индекс на замърсяване, Годишник на ТУ-София, ISSN 1311-0829, том 65, кн. 1, (2015) (61- 68)

[8] Katarzyna Gladyszewska-Ficdoruk, Mariusz Nieciecki, Indoor air quality in a multi-car garage, Energy Procedia 95 (2016) 132–139

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* ; Тодор Йонков, проф. д-р, катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *tsj@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Борис Борисов



ВСИЧКИ ЙОРДАНОВИ ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТРИЪГЪЛНИК – ЧАСТ 1

Димитринка Владева

Резюме: Целта на тази статия е да се докаже, че Йордановото умножение с произволен елемент на триъгълник е диференциране.

Ключови думи: полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, диференциална алгебра, Йорданови диференцирания, диференцирания в полупръстени.

ALL JORDAN DERIVATIONS IN A TRIANGLE – PART 1

Dimitrinka Vladeva

Abstract: The aim of this paper is to prove that the Jordan multiplication with an arbitrary element of a triangle is a derivation.

Keywords: endomorphism semiring of a finite chain, differential algebra, Jordan derivations, derivations in semirings.

1 Introduction and preliminaries

Since the second part of this article is published in the same volume, here we use the references of second article.

The differential algebra has been studied by many authors for the last seventy years and especially the relationships between derivations and the structure of rings. The notion of the ring with derivation is old and plays an important role in the integration of analysis, algebraic geometry and algebra. In 1950 J. Ritt, [12], and in 1973 E. Kolchin, [10], wrote the classical books on differential algebra.

During the last few decades there has been a great deal of works concerning derivations in rings, in Lie rings, in skew polynomial rings and other algebraic structures. Many of results in differential algebra, being important ring theory tools, are one of the sources of the development of such as the theory of differential identities, theory of Hopf algebra action on rings and Galois theory for linear ordinary differential equations.

Jordan algebras and Jordan derivations were introduced in 1934 by P. Jordan [9] to formalize the notion of an algebra of observables in quantum mechanics.

Herstein, see [7] and [8], constructed, starting from the ring R, a new ring, namely the Jordan ring R, defining the product in this $a \circ b = ab + ba$ for any $a, b \in R$. This new product is well-defined and it can be easily verified that $(R, +, \circ)$ is a ring. An additive mapping D, from the Jordan ring into itself, is said by Herstein to be a Jordan derivation, if $D(a \circ b) = D(a) \circ b + a \circ D(b)$, for any $a, b \in R$. So, in 1957, Herstein proved a classical result:

If R is a prime ring of a characteristic different from 2, then every Jordan derivation of R is a derivation.

Later M. Brešar, see [1] and [2], extended this theorem.

Recently Benkovič in [3] studied Jordan derivations in rings of triangular matrices and Benkovič and Širovnik in [4] – Jordan derivations of unital algebras having nontrivial idempotents.

For semilattice \mathcal{M} the set $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$ of the endomorphisms of \mathcal{M} is a semiring with respect to the addition and multiplication defined with:

- h = f + g when $h(x) = f(x) \lor g(x)$ for all $x \in \mathcal{M}$,
- $h = f \cdot g$ when h(x) = f(g(x)) for all $x \in \mathcal{M}$.

This semiring is called the *endomorphism semiring* of the semilattice \mathcal{M} . In this paper all semilattices considered are finite chains. We fix a finite chain $\mathcal{C}_n = (\{0, 1, \ldots, n-1\}, \vee)$ and denote the endomorphism semiring of this chain by $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$. We do not assume that $\alpha(0) = 0$ for arbitrary $\alpha \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$. So, there is not a zero in endomorphism semiring $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$.

Let us fix elements $a_0, \ldots, a_{k-1} \in \mathcal{C}_n$, where $k \leq n$ and $a_0 < \ldots < a_{k-1}$. Let us cosider $A = \{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$. We shall be interested endomorphisms $\alpha \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ such that $Im(\alpha) \subseteq A$ and denote this set by $\sigma^{(n)}\{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$. Let $\{b_0, \ldots, b_{\ell-1}\} \subseteq \{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$ and consider the set

 $\sigma^{(n)}\{b_0,\ldots,b_{\ell-1}\} = \{\beta \mid \beta \in \sigma^{(n)}\{a_0,\ldots,a_{k-1}\}, Im(\beta) = \{b_0,\ldots,b_{\ell-1}\}\}$

For $\beta_1, \beta_2 \in \sigma^{(n)}\{b_0, \ldots, b_{\ell-1}\}$ let $\beta_1 \sim \beta_2$ if and only if the sets $Im(\beta_1)$ and $Im(\beta_2)$ have a common least element. In this way we define an equivalence relation. Any equivalence class can be identified with its least element which is the constant endomorphism $\overline{b_m}$, where $m = 0, \ldots \ell - 1$.

Now take a simplicial complex Δ with vertex set $V = \{\overline{a_0}, \ldots, \overline{a_{k-1}}\}$. The set $\{\overline{b_0}, \ldots, \overline{b_{\ell-1}}\}$ is a subset of Δ . Hence, we can consider the set $\sigma^{(n)}\{b_0, \ldots, b_{\ell-1}\}$ as a face of Δ . In particular, when the simplicial complex Δ consists of all subsets of V, it is called a simplex (see [14]) and $\Delta = \sigma^{(n)}\{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$.

It is easy to see that for any set $A = \{a_0, \ldots, a_{k-1}\} \subseteq C_n$ the simplex $\sigma^{(n)}\{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$ is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$. The number k is called a *dimension* of simplex $\sigma^{(n)}\{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$. Any simplex $\sigma^{(n)}\{b_0, b_1, \ldots, b_{\ell-1}\}$, where $b_0, \ldots, b_{\ell-1} \in A$, is a face of simplex $\sigma^{(n)}\{a_0, \ldots, a_{k-1}\}$. If $\ell < k$, face $\sigma^{(n)}\{b_0, b_1, \ldots, b_{\ell-1}\}$ is called a *proper face*.

The proper faces of simplex $\sigma^{(n)}\{a_0,\ldots,a_{k-1}\}$ are:

• 0 – simplices, which are vertices $\overline{a_0}, \ldots, \overline{a_k}$.

• 1 – simplices, which are called *strings*. They are denoted by $\mathcal{STR}^{(n)}\{a, b\}$, where $a, b \in A$.

• 2 – simplices, which are called *triangles*. They are denoted by $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, where $a, b, c \in A$.

The endomorphisms $\alpha \in \sigma^{(n)}\{a_0, a_1, \ldots, a_{k-1}\}$ such that

$$\alpha(0) = \dots = \alpha(i_0 - 1) = a_0, \alpha(i_0) = \dots = \alpha(i_0 + i_1 - 1) = a_1, \dots$$
$$\alpha(i_0 + \dots + i_{k-2}) = \dots = \alpha(i_0 + \dots + i_{k-1} - 1) = a_{k-1}$$
we denote by $\alpha = (a_0)_{i_0}(a_1)_{i_1} \dots (a_{k-1})_{i_{k-1}}$, where $\sum_{p=0}^{k-1} i_p = n$.

The endomorphism semirings of a finite semilattice are well-established, see [14] and [15].

Basic facts for semirings can be found in [6].

An overview for Jordan derivations in rings and semirings is [5].

The results for derivations in semirings which had been proved earlier are in [16] and [17].

Concerning background of simplicial complexes and combinatorics a reader is referred to [11] and [13].

2 Ten types Jordan derivations in a triangle

Our aim is to prove that for any endomorphism $\alpha \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ the map

$$\partial_{\alpha}: \triangle^{(n)}\{a, b, c\} \to \triangle^{(n)}\{a, b, c\}$$

which is Jordan multiplication, i. e. $\partial_{\alpha}(\beta) = \alpha\beta + \beta\alpha$, where $\beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ is a derivation in the triangle and to find to find the maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation.

For any endomorphisms $\alpha, \beta, \gamma \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ it follows

$$\partial_{\alpha}(\beta+\gamma) = \alpha(\beta+\gamma) + (\beta+\gamma)\alpha = \alpha\beta + \beta\alpha + \alpha\gamma + \gamma\alpha = \partial_{\alpha}(\beta) + \partial_{\alpha}(\gamma)$$

Hence the map ∂_{α} for all $\alpha \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ is a linear.

From [?] we know that any endomorphism $\alpha \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ can be characterized by ordered triple (x, y, z), where $\alpha(a) = x$, $\alpha(b) = y$ and $\alpha(c) = z$ and $x, y, z \in$ $\{a, b, c\}$ and this triple is called a *type* of α . This is denoted by $\alpha \in (x, y, z)$. So, there are ten different types in a triangle – see fig. 1.

The proof that ∂_{α} is a derivation for some $\alpha \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ depends of the type of this endomorphism. Thus we show ten different proofs such that for any endomorphism α from a given type the Jordan multiplication $\partial_{\alpha}(\beta) = \alpha\beta + \beta\alpha$, where $\beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ is a derivation.

An arbitrary Jordan multiplication ∂_{α} , where $\alpha \in (x, y, z)$ is denoted by $\partial_{(x,y,z)}$.

Note that *a*-layers $\mathcal{L}_a^k(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$, where k = a + 1, b + 1, c + 1 belongs to the "left" (on the figure) semiring of this layer, respectively.

Similarly *c*-layers $\mathcal{L}_{c}^{\ell}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$, where $\ell = n - c, n - b, n - a$ belongs to the "upper" (on the figure) semiring of this layer, respectively.



Figure 1.

In the first three cases we suppose that β and γ are arbitrary endomorphisms of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$.

Case 1. Let $\alpha \in (a, b, c)$.

Following [?] this means that α is right identity of semiring $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$. Thus we find $\partial_{(a,b,c)}(\beta) = \alpha\beta + \beta\alpha = \alpha\beta + \beta$. Similarly $\partial_{(a,b,c)}(\gamma) = \alpha\gamma + \gamma$ and $\partial_{(a,b,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma$. Hence

$$\partial_{(a,b,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,c)}(\gamma) = (\alpha\beta + \beta)\gamma + \beta(\alpha\gamma + \gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma + \beta\alpha\gamma + \beta\gamma =$$
$$= \alpha\beta\gamma + \beta\gamma + \beta\gamma + \beta\gamma = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma = \partial_{(a,b,c)}(\beta\gamma).$$

So, we prove

Theorem 1 The map $\partial_{(a,b,c)}$ is a derivation in the whole semiring $\Delta^{(n)}\{a,b,c\}$.

Case 2. Let $\alpha \in (a, a, a)$.

Then, it follows $\partial_{(a,a,a)}(\beta) = \alpha\beta + \overline{a} = \alpha\beta$. Similarly $\partial_{(a,a,a)}(\gamma) = \alpha\gamma$ and

$$\partial_{(a,a,a)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma. \text{ Now we find } \partial_{(a,a,a)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,a)}(\gamma) =$$
$$= \alpha\beta\gamma + \beta\alpha\gamma = \alpha\beta\gamma + \overline{a}\gamma = (\alpha\beta + \overline{a})\gamma = \alpha\beta\gamma = \partial_{(a,a,a)}(\beta\gamma).$$

Hence we prove

Theorem 2 The map $\partial_{(a,a,a)}$ is a derivation in the whole semiring $\triangle^{(n)}\{a,b,c\}$.

Case 3. Let $\alpha \in (c, c, c)$. Then $\partial_{(c,c,c)}(\beta) = \alpha\beta + \beta\alpha = \alpha\beta + \overline{c} = \overline{c}$. Similarly $\partial_{(c,c,c)}(\gamma) = \overline{c}$ and $\partial_{(c,c,c)}(\beta\gamma) = \overline{c}$. Now

$$\partial_{(c,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(c,c,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\overline{c} = \overline{c}\gamma + \overline{c} = \overline{c} = \partial_{(c,c,c)}(\beta\gamma).$$

Hence we prove

Theorem 3 The map $\partial_{(c,c,c)}$ is a derivation in the whole semiring $\Delta^{(n)}\{a,b,c\}$.

Case 4. Let $\alpha \in (b, b, b)$.

For arbitrary endomorphism β it follows $\beta \alpha = \overline{b}$ and then $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \alpha \beta + \overline{b}$.

Case 4.1. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma(b) \leq b$. Now, it follows $\alpha\beta \leq \overline{b}$, $\alpha\gamma \leq \overline{b}$ and then $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \overline{b}$ and $\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b}$. Since $\beta\gamma(b) = \gamma(\beta(b)) \leq \gamma(b) \leq b$, it follows $\partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma) = \overline{b}$. We obtain $\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b}\gamma + \beta\overline{b} = \overline{b}\gamma + \overline{b}$. But $\overline{b}\gamma \leq \overline{b}$ (since $\gamma(b) \leq b$), hence $\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b} = \partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma)$.

Case 4.2. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the previous case $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \overline{b}$. Now, we have $\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{c} + \overline{b} = \overline{c}$. We obtain $\partial_{(b,b,b)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{c} + \overline{b} = \overline{c}$ and then $\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b}\gamma + \beta \overline{c} = \overline{c} = \partial_{(b,b,b)}(\beta \gamma)$.

Case 4.3. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma(b) \leq b$. As in the previous case $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \overline{c}$ and $\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b}$. Now, it follows $\partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\overline{b}$ and then $\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\overline{b} = \partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma)$.

Case 4.4. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma \in (c, c, c)$. Obviously $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \overline{c}$, $\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{c}$, $\partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma) = \overline{c}$ and $\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{c} = \partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma)$.

Suppose that $\beta(b) = a$, $\gamma(a) \leq b$ and $\gamma(b) = c$. Then $\alpha\beta = \overline{a}$, $\beta\alpha = \overline{b}$ and $\partial_{(b,b,b)}(\beta) = \overline{b}$. We find $\gamma\alpha = \overline{b}$, $\alpha\gamma = \overline{c}$ and $\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{c}$. Now obtain $\partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{a}\gamma + \beta\overline{b} = \overline{a}\gamma + \overline{b} = \overline{b}$.

Now, it follows

$$\partial_{(b,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,b)}(\gamma) = \overline{b}\gamma + \beta\overline{c} = \overline{c} > \partial_{(b,b,b)}(\beta\gamma).$$

From the last inequality follows that the endomorphisms of types (a, c.c) and (b, c, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(b,b,b)}$ of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(b,b,b)}$ – see fig. 2.



Figure 2

Hence we prove

Theorem 4 The map $\partial_{(b,b,b)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(b,b,b)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, c.c) and (b, c, c).

Case 5. Let $\alpha \in (a, b, b)$. Case 5.1. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma(b) \leq b$. Since $\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(a) = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),$ $\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(b) = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),$ $\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(b) = \alpha(\beta(b)) \geq \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c),$ it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$, so $\partial_{(a,b,b)}(\beta) = \beta\alpha$. Similarly $\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Since $\beta\gamma(b) = \gamma(\beta(b) \leq \gamma(b) \leq b$ we have $\partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$. Now, it follows

$$\partial_{(a,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma).$$

Case 5.2. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the previous case follows $\partial_{(a,b,b)}(\beta) = \beta \alpha$. We obtain $\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{c} + \gamma \alpha = \overline{c}$.

So, we find
$$\partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c} + \beta\gamma\alpha = \overline{c}$$
 and

$$\partial_{(a,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\overline{c} = \overline{c} = \partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma).$$

Case 5.3. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\beta(b) \leq b$. As in the previous case $\alpha\beta = \overline{c}$, $\partial_{(a,b,b)}(\beta) = \overline{c}$ and $\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \gamma\alpha$. We obtain $\partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha$ and then

$$\partial_{(a,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma).$$

Case 5.4. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma \in (c, c, c)$. Obviously $\partial_{(a,b,b)}(\beta) = \overline{c}$, $\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \overline{c}$, $\partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma) = \overline{c}$ and $\partial_{(a,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \overline{c} = \partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma)$.

Suppose that $\beta(b) = a$, $\beta(c) = b$, $\gamma(a) = b$ and $\gamma(b) = c$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(a) = a = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(b) = a = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(b) = a < b = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\partial_{(a,b,b)}(\beta) = \beta \alpha$. Since

$$\alpha\gamma(a) = \gamma(\alpha(a)) = \gamma(a) = b = \alpha(\gamma(a)) = \gamma\alpha(a),$$

$$\alpha\gamma(b) = \gamma(\alpha(b)) = \gamma(b) = c > b = \alpha(\gamma(b)) = \gamma\alpha(b),$$

$$\alpha\gamma(c) = \gamma(\alpha(c)) = \gamma(b) = c > b = \alpha(\gamma(c)) = \gamma\alpha(c),$$

it follows $\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \alpha \gamma$. We find $\partial_{(a,b,b)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha < \beta \alpha \gamma + \beta \alpha \gamma = \beta \alpha \gamma$ and then

$$\partial_{(a,b,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,b,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\alpha\gamma = \beta\alpha\gamma > \partial_{(a,b,b)}(\beta\gamma).$$

From the last inequality follows that the endomorphisms of type (b, c, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(a,b,b)}$ of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(a,b,b)}$. If assume that endomorphisms of type (a, c, c) belongs to $\mathcal{D}_{(a,b,b)}$ we have reached a contradiction, because sum of an endomorphism of type (a, c, c) and \overline{b} is an endomorphism of type (b, c, c). So, $\mathcal{D}_{(a,b,b)} = \mathcal{D}_{(b,b,b)}$, (see Theorem 4 and fig. 2).

Thus we prove

Theorem 5 The map $\partial_{(a,b,b)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(a,b,b)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, c.c) and (b, c, c).

Case 6. Let $\alpha \in (a, a, c)$.

Case 6.1. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma(b) \leq b$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(a) \ge a = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(a) \ge a = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(c) = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta \geq \beta\alpha$ and $\partial_{(a,a,c)}(\beta) = \alpha\beta$. Similarly $\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha\gamma$. Since $\beta\gamma(b) = \gamma(\beta(b) \leq \gamma(b) \leq b$ we have $\partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma$.

So, we have

$$\partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\alpha\gamma = (\alpha\beta + \beta\alpha)\gamma = \alpha\beta\gamma = \partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma).$$

Case 6.2. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the previous case follows $\partial_{(a,a,c)}(\beta) = \alpha\beta$. It follows $\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha\gamma + \gamma\alpha = \overline{c} + \overline{c} = \overline{c}$. So, we find $\partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c} + \beta\gamma\alpha = \overline{c}$ and then

$$\partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\overline{c} = \overline{c} + \overline{c} = \overline{c} = \partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma).$$

Case 6.3. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma(b) \leq b$. As in the previous case $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\beta\alpha = \overline{c}$, so, $\partial_{(a,a,c)}(\beta) = \overline{c}$ and also $\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha\gamma$.

Now, we obtain $\partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha$. But $\beta\gamma\alpha \leq \beta\alpha\gamma = \overline{c}\gamma$, hence, $\partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma) = \overline{c}\gamma$. Then

$$\partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\alpha\gamma = \overline{c}\gamma + \overline{c}\gamma = \overline{c}\gamma = \partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma).$$

Case 6.4. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in case 4 and case 5 we find $\partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma)$.

Suppose that $\beta(a) = a$, $\beta(b) = c$ and $\gamma(b) \leq b$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(a) = a = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(a) = a < c = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(c) = c = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta < \beta\alpha$ and $\partial_{(a,a,c)}(\beta) = \beta\alpha$.

As in case 6.1 $\partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \alpha \gamma$. We calculate $\partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(a,a,c)}(\gamma) = \beta \alpha \gamma + \beta \alpha \gamma = \beta \alpha \gamma$.

Now, it follows

$$\partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha > \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha =$$
$$= \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\alpha\gamma = \partial_{(a,a,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,c)}(\gamma).$$

From the last inequality follows that the endomorphisms of type (a, c, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(a,a,c)}$ of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(a,a,c)}$.

If assume that endomorphisms of type (b, c, c) belongs to $\mathcal{D}_{(a,a,c)}$ we find a contradiction, because product of an endomorphism of type (b, c, c) and an endomorphism of type (a, a, c) is an endomorphism of type (a, c, c). So, $\mathcal{D}_{(a,a,c)} = \mathcal{D}_{(b,b,b)}$, (see Theorem 4 and fig. 2).

Thus we prove

Theorem 6 The map $\partial_{(a,a,c)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\triangle^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(a,a,c)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, c.c) and (b, c, c).

The next four cases we consider in the second part of the article.

Author: Dimitrinka Vladeva, assoc. prof., Department "Mathematics and physics", LTU, Sofia, *e-mail:* d_vladeva@abv.bg

Received 28 February 2018

Reviewer: Prof. D.Sc. Emil Nikolov


ВСИЧКИ ЙОРДАНОВИ ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТРИЪГЪЛНИК – ЧАСТ 2

Димитринка Владева

Резюме: Целта на тази статия е да се докаже, че Йордановото умножение с произволен елемент на триъгълник е диференциране.

Ключови думи: полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, диференциална алгебра, Йорданови диференцирания, диференцирания в полупръстени.

ALL JORDAN DERIVATIONS IN A TRIANGLE – PART 2

Dimitrinka Vladeva

Abstract: The aim of this paper is to prove that the Jordan multiplication with an arbitrary element of a triangle is a derivation.

Keywords: endomorphism semiring of a finite chain, differential algebra, Jordan derivations, derivations in semirings.

Since this article is a continuation of the article published in the same volume, we assume that the reader is familiar with the introduction, preliminaries and results in the first article.

Case 7. Let $\alpha \in (b, b, c)$.

Case 7.1. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma(b) \leq b$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(b) \le b = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(b) \le b = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(c) \le \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$ and $\partial_{(b,b,c)}(\beta) = \beta\alpha$. Similarly $\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$.

Since $\beta \gamma(b) = \gamma(\beta(b) \le \gamma(b) \le b$, it follows $\partial_{(b,b,c)}(\beta \gamma) = \beta \gamma \alpha$. So, we obtain

$$\partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma).$$

Case 7.2. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the previous case follows $\partial_{(b,b,c)}(\beta) = \beta \alpha$. We find $\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{c} + \overline{c} = \overline{c}$. Then we find $\partial_{(b,b,c)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{c} + \overline{c} \alpha = \overline{c}$.

So, it follows

$$\partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\overline{c} = \overline{c} + \overline{c} = \overline{c} = \partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma).$$

Case 7.3. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma(b) \leq b$. As in the previous case $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\beta\alpha = \overline{c}$, then $\partial_{(b,b,c)}(\beta) = \overline{c}$ and also $\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Now, we obtain $\partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha$. Then

$$\partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma).$$

Case 7.4. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the cases 4, 5 and 6 we find $\partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma).$

Suppose that $\beta \in (a, a, b)$ and $\gamma \in (a, c, c)$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(b) = a < b = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(b) = a < b = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(c) = b = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta < \beta\alpha$ and $\partial_{(b,b,c)}(\beta) = \beta\alpha$. Since

$$\begin{aligned} &\alpha\gamma(a) = \gamma(\alpha(a)) = \gamma(b) = c > b = \alpha(\gamma(a)) = \gamma\alpha(a), \\ &\alpha\gamma(b) = \gamma(\alpha(b)) = \gamma(b) = c = \alpha(\gamma(b)) = \gamma\alpha(b), \\ &\alpha\gamma(c) = \gamma(\alpha(c)) = c > b = \alpha(\gamma(c)) = \gamma\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha \gamma > \gamma \alpha$ and $\partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \alpha \gamma$

Now, it follows $\partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(b,b,c)}(\gamma) = \beta \alpha \gamma + \beta \alpha \gamma = \beta \alpha \gamma$. Then

$$\partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha < \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha =$$
$$= \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\alpha\gamma = \partial_{(b,b,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,c)}(\gamma).$$

From the last inequality follows that the endomorphisms of type (a, c, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(b,b,c)}$ of the triangle $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(b,b,c)}$.

If assume that endomorphisms of type (b, c, c) belongs to $\mathcal{D}_{(b,b,c)}$ we find a contradiction, because product of an endomorphism of type (b, c, c) and an endomorphism of type (a, a, c) is an endomorphism of type (a, c, c).

So, $\mathcal{D}_{(b,b,c)} = \mathcal{D}_{(b,b,b)}$. Thus we prove

Theorem 7 The map $\partial_{(b,b,c)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(b,b,c)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, c, c) and (b, c, c).

Case 8. Let $\alpha \in (a, c, c)$.

Case 8.1. Let $\beta(b) \ge b$ and $\gamma(b) \ge b$. Since

$$\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(a) \le \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),$$

$$\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \le c = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),$$

$$\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(c) \le c = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c),$$

it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$ and $\partial_{(a,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$. Similarly $\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Since $\beta\gamma(b) = \gamma(\beta(b) \geq \gamma(b) \geq b$, it follows $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$. So, we obtain

$$\partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 8.2. Let $\beta(b) \geq b$ and $\gamma \in (a, a, a)$. As in the previous case follows $\partial_{(a,c,c)}(\beta) = \beta \alpha$. We obtain $\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{a} + \overline{a} = \overline{a}$. Then we find $\partial_{(a,c,c)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{a} + \beta \overline{a} = \overline{a}$. So, it follows

$$\partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\overline{a} = \overline{a} + \overline{a} = \overline{a} = \partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 8.3. Let $\beta \in (a, a, a)$ and $\gamma(b) \geq b$. As in the previous case $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\beta\alpha = \overline{a}$, then $\partial_{(a,c,c)}(\beta) = \overline{a}$ and also $\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Now, we find $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{a}\gamma + \beta\gamma\alpha$. Then

$$\partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \overline{a}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 8.4. Let $\beta \in (a, a, a)$ and $\gamma \in (a, a, a)$. As in the previous case $\partial_{(a,c,c)}(\beta) = \overline{a}$, $\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \overline{a}$ and $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \overline{a}$. Then we have $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(a,c,c)}(\gamma)$.

Suppose that $\beta \in (a, b, b)$ and $\gamma \in (a, a, c)$. Since

$$\begin{aligned} &\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(a) = a = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),\\ &\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) = b < c = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),\\ &\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(c) = b < c = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta < \beta\alpha$ and $\partial_{(a,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$. Since

$$\begin{aligned} &\alpha\gamma(a) = \gamma(\alpha(a)) = \gamma(a) = a = \alpha(\gamma(a)) = \gamma\alpha(a),\\ &\alpha\gamma(b) = \gamma(\alpha(b)) = \gamma(c) = c > a = \alpha(\gamma(b)) = \gamma\alpha(b),\\ &\alpha\gamma(c) = \gamma(\alpha(c)) = c = \alpha(\gamma(c)) = \gamma\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha \gamma > \gamma \alpha$ and $\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \alpha \gamma$

Now, it follows
$$\partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\alpha\gamma = \beta\alpha\gamma$$
. Then
 $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha < \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha =$
 $= \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\alpha\gamma = \partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,b,c)}(\gamma).$

From the last inequality follows that the endomorphisms of type (a, a, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(a,c,c)}$ of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(a,c,c)}$.

If assume that endomorphisms of type (a, a, b) belongs to $\mathcal{D}_{(a,c,c)}$ we find a contradiction, because product of an endomorphism of type (a, a, b) and an endomorphism of type (a, c, c) is an endomorphism of type (a, a, c).

So, the semiring $\mathcal{D}_{(a,c,c)}$ does not contain endomorphisms of types (a, a, b) and (a, a, c). Thus we prove

Theorem 8 The map $\partial_{(a,c,c)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(a,c,c)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, a, b) and (a, a, c).

Case 9. Let $\alpha \in (a, a, b)$.

Case 9.1. Let $\beta(b) = a$ and $\gamma(b) = a$. Then $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \beta\alpha$. Similarly $\alpha\gamma = \overline{a}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Since $\beta\gamma(b) = \gamma(\beta(b)) = \gamma(b) = b$, it follows $\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$. Hence

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma).$$

Case 9.2. Let $\beta(b) = b$ and $\gamma(b) = b$. Since

$$\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(a) \ge \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),$$

$$\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(a) \ge a = \alpha(b) = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),$$

$$\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(b) = b = \alpha(c) = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c),$$

it follows $\alpha\beta \geq \beta\alpha$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \alpha\beta$. Similarly $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \alpha\gamma$. Since $\beta\gamma(b) = b$, it follows $\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma$.

Then we obtain

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\alpha\gamma = (\alpha\beta + \beta\alpha)\gamma = \alpha\beta\gamma = \partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma).$$

Case 9.3. Let $\beta(b) = a$ and $\gamma(b) = b$. As in case 9.1, it follows $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \beta\alpha$. As in case 9.2 we obtain $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \gamma\alpha$.

We calculate $\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{a}\gamma + \beta\gamma\alpha.$

Since $\beta \gamma \alpha \geq \beta \alpha \gamma \geq \overline{\alpha} \gamma$, it follows

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma).$$

Case 9.4. Let $\beta(b) = b$ and $\gamma(b) = a$. As in the previous case $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \beta \alpha$, $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \gamma \alpha$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \beta \alpha \gamma + \beta \gamma \alpha = \beta(\alpha \gamma + \gamma \alpha) = \beta \gamma \alpha$. Since $\alpha \beta \gamma \leq \beta \alpha \gamma$, it follows

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma)$$

Case 9.5. Let $\beta(b) \leq b$ and $\gamma \in (c, c, c)$. We obtain $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{c} + \gamma \alpha = \overline{c}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{c} + \beta \gamma \alpha = \overline{c}$. So, it follows

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = (\alpha\beta + \beta\alpha)\gamma + \beta\overline{c} = (\alpha\beta + \beta\alpha)\gamma + \overline{c} = \overline{c} = \partial_{(b,b,c)}(\beta\gamma).$$

Case 9.6. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma(b) \leq b$. As in the previous case $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \overline{c}$. Now, we obtain $\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha$. Then

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \overline{c}\gamma + \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha =$$
$$= (\overline{c} + \beta\alpha)\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,a,c)}(\beta\gamma).$$

Case 9.7. Let $\beta \in (c, c, c)$ and $\gamma \in (c, c, c)$. As in the previous cases we find $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \overline{c}, \ \partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \overline{c}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma) = \overline{c}$. Then, it follows

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \overline{c} = \partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma).$$

Suppose that $\beta(b) = a$, $\gamma(a) = b$ and $\gamma(b) = c$. As in case 9.1, it follows $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_{(a,a,b)}(\beta) = \beta\alpha$. Since

$$\begin{aligned} &\alpha\gamma(a) = \gamma(\alpha(a)) = \gamma(a) = b > a = \gamma(b) = \alpha(\gamma(a)) = \gamma\alpha(a), \\ &\alpha\gamma(b) = \gamma(\alpha(b)) = \gamma(a) = b = \alpha(c) = \alpha(\gamma(b)) = \gamma\alpha(b), \\ &\alpha\gamma(c) = \gamma(\alpha(c)) = \gamma(b) = c > b = \alpha(c) = \alpha(\gamma(c)) = \gamma\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha \gamma > \gamma \alpha$ and $\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \alpha \gamma$. We obtain $\partial_{(a,a,b)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{a}\gamma + \beta \gamma \alpha < \overline{a}\gamma + \beta \alpha \gamma = (\overline{a} + \beta \alpha)\gamma = \beta \alpha \gamma$.

Then, it follows

$$\partial_{(a,a,b)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,a,b)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\alpha\gamma = \beta\alpha\gamma > \partial_{(a,a,b)}(\beta\gamma)$$

From the last inequality follows that the endomorphisms of type (b, c, c) does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(a,a,b)}$ of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(a,a,b)}$. If assume that endomorphisms of type (a, c, c) belongs to $\mathcal{D}_{(a,a,b)}$ we have reached a contradiction, because sum of an endomorphism of type (a, c, c) and \overline{b} is an endomorphism of type (b, c, c). So, $\mathcal{D}_{(a,a,b)} = \mathcal{D}_{(b,b,b)}$. Thus we prove

Theorem 9 The map $\partial_{(a,a,b)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(a,a,b)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, c.c) and (b, c, c).

Case 10. Let $\alpha \in (b, c, c)$.

Case 10.1. Let $\beta(a) \ge b$ and $\gamma(a) \ge b$. Since $\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(b) \le c = \alpha(b) \le \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),$ $\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \le c = \alpha(b) \le \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),$ $\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(c) \le \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c),$

it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$.

Similarly $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma \alpha$. Since $\beta \gamma(a) = \gamma(\beta(a) \ge \gamma(b) \ge \gamma(a) \ge b$, it follows $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) = \beta \gamma \alpha$. So, we obtain

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.2. Let $\beta(a) = a, \beta(b) = b, \gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = b$. Since
 $\alpha\beta(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(b) = b = \alpha(a) = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a),$
 $\alpha\beta(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \le c = \alpha(b) \le \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b),$
 $\alpha\beta(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(c) \le c = \alpha(b) \le \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c),$

it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$. Similarly $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$. Since $\beta\gamma$ has the same properties as β and γ , it follows $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$.

As in the previous case we obtain the equality

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.3. Let $\beta(a) \geq b$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = b$. As in case 10.1 we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta \alpha$. As in case 10.2 we obtain $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma \alpha$.

Now we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta(\alpha\gamma + \gamma\alpha) = \beta\gamma\alpha$ and $\partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha$. Since

$$\beta \gamma \alpha \le \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha \le \beta \alpha \gamma + \beta \gamma \alpha = \beta (\alpha \gamma + \gamma \alpha) = \beta \gamma \alpha,$$

it follows

$$\partial_{(a,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(a,c,c)}(\gamma) = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.4. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = b$ and $\gamma(a) \ge b$. As in the previous case we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta \alpha$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma \alpha$. Since $\beta \gamma(a) = \gamma(\beta(a)) = \gamma(a) \ge b$, it follows $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) = \beta \gamma \alpha$.

Now, as in case 10.1, we obtain

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.5. Let $\beta(a) \geq b$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = c$. As in case 10.1 we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta \alpha$. Since $\alpha \gamma = \overline{c}$, it follows $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}$. We obtain also $\beta \gamma = \overline{c}$ and then $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) = \overline{c}$. Now calculate

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\overline{c} = \beta\overline{c} + \beta\overline{c} = \overline{c} = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.6. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = c$ and $\gamma(a) \ge b$. As in case 10.5 we find $\alpha\beta = \overline{c}$, $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$.

Then $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha$ and

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.7. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = b$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = c$. As in case 10.2 we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta \alpha$. As in case 10.5 we obtain $\alpha \gamma = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}$. Now we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta \partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta \alpha \gamma + \beta \overline{c} = \beta \overline{c} + \beta \overline{c} = \overline{c}$. In case 10.2 we find that $\alpha \beta(a) = b$, $\alpha \beta(b) \ge b$ and $\alpha \beta(c) \ge b$. Hence $\alpha \beta \gamma = \overline{c}$.

Thus we have

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{c} = \partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma).$$

Case 10.8. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = c$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = b$. As in the previous case we find $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$.

Then, as in case 10.6 we obtain

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.9. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = c$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = c$. As in the previous case we find $\alpha\beta = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \overline{c}$, $\alpha\gamma = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}$. Since $\beta\gamma(a) = a$ and $\beta\gamma(b) = c$, it follows $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \overline{c}$.

Hence, we obtain

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\overline{c} = \overline{c} = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.10. Let $\beta(b) \geq b$ and $\gamma \in (a, a, a)$. Easy follows that $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta \alpha = \overline{c}$. We obtain $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \alpha \gamma + \gamma \alpha = \overline{a} + \gamma \alpha = \gamma \alpha$. Then we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha = \overline{a} + \beta \gamma \alpha = \beta \gamma \alpha$.

So, it follows

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{a} + \beta\gamma\alpha = \beta\gamma\alpha = \partial_{(a,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.11. Let $\beta \in (a, a, a)$ and $\gamma(b) \ge b$.

As in the previous case $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$ and also $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha = \overline{c}$. Now, we find $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \alpha\beta\gamma + \beta\gamma\alpha = \overline{a}\gamma + \beta\gamma\alpha$. Since $\overline{a}\gamma = \alpha\beta\gamma \leq \beta\alpha\gamma \leq \beta\gamma\alpha$, it follows $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$.

Now, we obtain

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Case 10.12. Let $\beta \in (a, a, a)$ and $\gamma \in (a, a, a)$.

As in the previous case $\alpha\beta = \overline{a}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$ and also $\alpha\gamma = \overline{a}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \gamma\alpha$. and also $\partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma) = \beta\gamma\alpha$.

Then we have

$$\partial_{(b,c,c)}(\beta)\gamma + \beta\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta\alpha\gamma + \beta\gamma\alpha = \beta\overline{a} + \beta\gamma\alpha = \beta\gamma\alpha = \partial_{(b,c,c)}(\beta\gamma).$$

Suppose that $\beta(b) = a$, $\beta(c) \le b$, $\gamma(a) = a$ and $\gamma(b) = c$. Since

$$\begin{aligned} \alpha\beta(a) &= \beta(\alpha(a)) = \beta(b) = a < b = \alpha(a) = \alpha(\beta(a)) = \beta\alpha(a), \\ \alpha\beta(b) &= \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \le b = \alpha(a) = \alpha(\beta(b)) = \beta\alpha(b), \\ \alpha\beta(c) &= \beta(\alpha(c)) = \beta(c) = \alpha(\beta(c)) = \beta\alpha(c), \end{aligned}$$

it follows $\alpha\beta \leq \beta\alpha$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) = \beta\alpha$.

As in case 10.9 we obtain $\alpha \gamma = \overline{c}$ and $\partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \overline{c}$. We find $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) = \alpha \beta \gamma + \beta \gamma \alpha$ and $\partial_{(b,c,c)}(\beta) \gamma + \beta \partial_{(b,c,c)}(\gamma) = \beta \alpha \gamma + \beta \overline{c} = \beta \alpha \gamma + \overline{c} = \overline{c}$. Since $\alpha(a) = b$, $\beta(b) = a$ and $\gamma(a) = a$, it follows $\alpha \beta \gamma(a) = a$.

Similarly $\beta(a) = a$, $\gamma(a) = a$ and $\alpha(a) = b$ implies $\beta \gamma \alpha(a) = b$. Thus $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma)(a) = b$ and then $\partial_{(b,c,c)}(\beta \gamma) < \partial_{(b,c,c)}(\beta) \gamma + \beta \partial_{(b,c,c)}(\gamma)$.

From the last inequality we conclude that the endomorphisms of type (a, a, b)does not belong to the subsemiring $\mathcal{D}_{(b,c,c)}$ of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, closed under the derivation $\partial_{(b,c,c)}$. If assume that endomorphisms of type (a, a, c) belongs to $\mathcal{D}_{(b,c,c)}$ we find a contradiction, because product of an endomorphism of type (a, a, c) and an endomorphism of type (a, b, b) is an endomorphism of type (a, a, b).

So, the semiring $\mathcal{D}_{(b,c,c)} = \mathcal{D}_{(a,c,c)}$ and does not contain endomorphisms of types (a, a, b) and (a, a, c). Thus we prove

Theorem 10. The map $\partial_{(b,c,c)}$ is a derivation. Maximal subsemiring of $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ closed under this derivation is $\mathcal{D}_{(b,c,c)}$ containing all endomorphisms except the endomorphisms of types (a, a, b) and (a, a, c).

References

 [1] Brešar M. (1989) Jordan mappings of semiprime rings, J. Algebra 127, 1989, 218–228.

[2] Brešar M. (2005) Jordan derivations revisited, Math. Proc. Cambridge Philos. Soc. 139, 2005, 411–425.

[3] Benkovič D. (2005) Jordan derivations and antiderivations on triangular matrices, Linear Algebra Appl. 397, 2005, 235–244.

[4] Benkovič D., N. Širovnik (2012) Jordan derivations of unital algebras with idempotents, Linear Algebra Appl. 437, 2012, 2271 – 2284.

[5] Dimitrov S. (2017) Jordan derivations on rings and semirings, Proc.
 Techn. Univ.-Sofia, 67, 2017, 3, 35–44.

[6] Golan J. (2003) Semirings and Affine Equations over Them: Theory and Applications, Springer, 2003.

[7] Herstein I. N. (1957) Jordan derivations of prime rings, Proc. Amer. Math. Soc. 8, 1957, 1104–1110.

[8] Herstein I. N. (1961) *Lie and Jordan structures in simple, associative rings*, Bull. Amer. Math. Soc. 67 (6), 1961 517–531.

[9] Jordan P., Neumann, J. von, Wigner, E. (1934), On an Algebraic Generalization of the Quantum Mechanical Formalism, Annals of Mathematics (Princeton) Vol.35 No.1. (1934) 29-64.

[10] Kolchin E. R. (1973) *Differential Algebra and Algebraic Groups*, Academic Press, New York, London, 1973.

[11] Kozlov D. (2008) *Combinatorial Algebraic Topology*, Springer–Verlag Berlin, 2008.

[12] Ritt J. F. (1950) *Differential Algebra*, Amer. Math. Soc. Colloq. Publ. 33, New York, 1950.

[13] Stanley R. (1999) *Enumerative combinatorics*, Vol. 2, Cambr, Univ. Press, 1999.

[14] Trendafilov I. (2014) Simplices in the Endomorphism Semiring of a Finite Chain, Hindawi Publishing Corporation, Algebra, Volume 2014, Art. ID 263605, 2014.

 [15] Trendafilov I., D. Vladeva (2013) Combinatorial Results for Geometric Structures in Endomorphism Semirings, AIP Conf. Proc. 1570, 461 – 468.

[16] Vladeva D. (2016) *Derivations in a endomorphism semiring*, Serdica Math. J.– Bulgarian Academy of Sciences, Vol.42, No. 3-4, 2018, 251 – 260.

[17] Vladeva D. (2018) Projections of k-simplex onto the subsimplices of arbitrary type are derivations, Comptes rendus de l'Académie bulgare des Sciences, Tome 71, No 1, 2018, 3–9.

Author: Dimitrinka Vladeva, assoc. prof., Department "Mathematics and physics", LTU, Sofia, *e-mail:* d_vladeva@abv.bg

Received 28 February 2018

Reviewer: Prof. D.Sc. Emil Nikolov



ФРАКТАЛНИ СВОЙСТВА НА ВРЕМЕВИ РЕДОВЕ: СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА РАЗЛИЧНИ МЕТОДИ ЗА ОЦЕНКА НА ПОКАЗАТЕЛЯ НА ХЪРСТ

Йорданка Дунчева

Резюме: Целта на настоящата работа е да се направи сравнителен анализ на различни методи за оценка на показателя на Хърст на компютърно генерирани фрактални времеви редове и реално измерени акумулирани валежи за 7 български града, сравнявайки статистически получените резултати. Използвани са следните методи: анализ на мащабирания статистически размах (R/S), периодограмна линейна регресия (RP), осредняване на уейвлет коефициенти (AWC) и анализ на флуктуациите с премахнат тренд (DFA).

Ключови думи: коефициент на Хърст, времеви редове, дългосрочно поведение, фрактални свойства, методи за оценка

FRACTAL PROPERTIES OF TIME SERIES: COMPARATIVE ANALYSIS OF DIFFERENT HURST EXPONENT ESTIMATION METHOD

Iordanka Dountcheva

Abstract: The aim of this work is to compare the statistical properties of the Hurst exponent estimates obtained by different methods using computer generated fractal time series and also measured cumulative precipitation time series. The methods examined are: re-scaled range analysis (R/S), regression on the periodogram (RP), average wavelet coefficients (AWC) and detrended fluctuation analysis (DFA).

Key-words: Hurst exponent, time series, long term behavior, fractal properties, estimation methods

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Важна характеристика, описваща поведението на времевите редове е т.нар. персистенция или дългосрочна зависимост (от английски long range dependence или long term persistence), която се изразява в бавно затихване на автокорелационната функция. Този тип закономернност при определени условия следва експоненциален закон, чийто показател е коефициентът на Хърст - Н, представляващ статистическа характеристика, изчислена от налични данни на измерени динамични променливи. Първата публикация по темата е направена от Х. Е. Хърст [5] през 1951 г., като Б. Б. Манделброт [9,10] дава по-тясна математическа интерпретация чрез въвеждането на фракталното брауново движение fBm (от английски fractional Brownian motion), фракталния Гаусов шум (от английски fractional Gaussian noise) и свързва Н с фракталната дименсия D на самоподобни процеси. В последствие се разработват десетки методи за оценяването на Н, базирани на различни подходи и служещи за изследване на динамиката на сърдечния ритъм, геоложки структури, климатични променливи, интернет трафик, борсови индекси, разработка на електронни игри и др. Използват се за определянето на фракталите и автокорелационните свойства на най-разнообразни данни, дори когато съдържат шум и нестационарност, които обаче остават извън фокуса на тази статия.

В настоящата работа е направен сравнителен анализ на най-често използваните методи за оценка на H: анализ на мащабирания статистически размах (R/S), периодограмна линейна регресия (RP), осредняване на уейвлет коефициенти (AWC) и анализ на флуктуациите с премахнат тренд (DFA), приложени върху компютърно генерирани стационарни фрактални времеви редове (fBm) с предварително зададен (теоретичен) H_t показател и реално измерени акумулирани месечни валежи за седем български града.

2. ОПИСАНИЕ НА ПРОБЛЕМА

Доброто познаване и разбиране на структурата и компонентите на процесите, възникващи в природата и в моделираната от човека среда са изключително важни за техния анализ и за последващото създаване и изполване на стохастични модели. Много явления проявяват дългосрочна персистенция и имат самобопобна структура, като за изучаването на тяхната динамика и статистически показатели е подходящо използването на фрактален анализ.

Стохастичният процес X(t) е статистически самоподобен, ако процесът $a^{-H}X(at)$ притежава същите статистически свойсва от втора степен като X(t). Персистенцията или дългосрочната зависимост означава, че автокорелационната функция затихва бавно, по хиперболичен закон. Показателят на Хърст Н (0<H<1) е мярка за самоподобието и за продължителността на затихването на X(t). За стационарен процес с дългосрочна зависимост или персистенция H∈(0,5;1], говори се за антиперсистенция при H ∈ [0;0,5), а при стойности на Hблизки до 0,5 процесът е подобен на бял шум, т.е. автокорелационната му функция клони бързо към нула. За самоподобен процес зависимостта между фракталната размерност D и H, в n-мерно пространсво се задава с формулата:

$$D=n+1-H$$

(1)От гледна точка на гореизложеното и пред вид лесната интерпретация на Н оценяването му от измерени данни има важно значение при изучаването на процеси притежаващи фрактални свойства и последващото им моделиране.

3. ДАННИ И МЕТОДИ

Данните, използвани за сравнителния анализ са компютърно генерирани фрактални редове от типа fBm с предварително зададени (теоретични) показатели H_t=[0,1;0,2;0,3;0,4;0,5;0,6;0,7;0,8;0,9], като дължината на времевите редове N приема следните стойности: 500, 1000, 5000 и 10000. Оценките са направени, използвайки горепосочените методи за всяка стойност на Н и за всяка дължина на реда H₅₀₀ H₁₀₀₀ H₅₀₀₀ и H₁₀₀₀₀. На Фиг.1 са показани графиките на реализациите на fBm и съответните реализации на фракталени Гаусов шум (fGn), генерирани с програмен пакет Matlab. Повече информация в [2,9].



Фиг.1. а) Компютърно генерирана реализация на фрактално Брауново движение и b) съответната реализация на фрактален Гаусов шум за τ =10000 и H_t=[0,3;0,5;0,8].

Реално измерените стойности за акумулираните месечни валежи [mm.m⁻²] са от седем български града и са от смесен произход (от различни метеорологични станции и за различни периоди) – Видин, Варна, София, Казанлък, Бургас, Сан-И Хасково. Данните са заредени В електронен вариант дански OT www.stringmeteo.com, където като първоизточници са посочени годишните статистически издания на Националния статистически институт и на Националния институт по метеорология и хидрология. Карта с местоположението на градовете е показана на фиг.2:



Фиг.2. Местоположение на населените места - А) Видин, В) София, С) Казанлък, D) Варна, Е) Бургас, F) Сандански, G) Хасково

Използвани са четири метода за оценка на показателя на Хърст Н, които към момента намират най-широко приложение. Първият подход е т. нар. анализ на мащабирания статистически размах (R/S), който се базира на работата на X.Хърст [5]. Нека X(t) е сигнал измерен в моментите t_i в интервал с дължина τ . Неговата средна стойност са дава с израза:

$$\bar{X}(\tau) = \frac{1}{\tau} \sum_{i=1}^{\tau} X(t_i), \qquad (2)$$

а средното му статистическо отклонение е:

$$S(\tau) = \sqrt{\frac{1}{\tau} \sum_{i=1}^{\tau} [X(t_i) - \bar{X}(\tau)]^2}.$$
(3)

Профилът $Y(t, \tau)$ се дефинира като:

$$Y(t,\tau) = \sum_{u=1}^{\tau} [X(u) - \bar{X}(\tau)], \qquad (4)$$

като статистическият размах е разликата между максималната и минималната стойност на профилите за всяко и:

$$R(\tau) = \max Y(t,\tau) - \min Y(t,\tau), \tag{5}$$

За достатъчно голям интервал τ мащабирания статистически размах представляващ отношението $R(\tau)/S(\tau)$ се задава емпирично с формулата:

$$\frac{R}{S} = \left(\frac{\tau}{2}\right)^{H},\tag{6}$$

Ако начертаем в log-log мащаб зависимостта $R(\tau)/S(\tau)$ като функция на τ оценката на показателя на Хърст Н представлява наклонът на линейната апроксимация, получена по метода на най-малките квадрати.

Вторият използван метод е т.нар. периодограмна линейна регресия (RP), описан в [4]. Базиран е на предположението, че периодограмата $I(\omega)$ на сигнала X(t), получена като статистически осреднена спектралната мощност на X(t) чрез преобразуване на Фурие следва следната зависимост:

$$\operatorname{og}_{10}(I(\omega)) \sim c - d \log_{10}(4 \sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)), \tag{7}$$

където:

$$I(\omega) = \frac{1}{2\pi N} \left\| \left(\sum_{j=0}^{N-1} X_j e^{-ij\omega} \right) \right\|^2 \mathfrak{H} \left\{ \omega = \frac{2\pi k}{N}, \forall k = 1, \dots, T \right\},$$
(8)

като с и *d* са константи. Оценката на *d* представлява наклонът на линейната апроксимация, получена по метода на най-малките квадрати на графично представената зависимост в логаритмичен мащаб на периодограмата $I(\omega)$ и честотите ω , като d = 1-2H.

Третият използван метод се базира на осредняване на уейвлет коефициенти (AWC) и е подобен на RP метода, като в случая се прилага уейвлет преобразуване на сигнала X(t), а не Фурие преобразуване. При зададена базисна уейвлет

функция $\psi(t)$ и съответна мащабираща функция $\varphi(t)$, апроксимиращите коефициенти на уейвлет преобразуването a(j,k) и детайлиращите коефициенти d(j,k) се дефинират като:

$$a(j,k) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \varphi_{j,k}(t) dt, \quad d(j,k) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \psi_{j,k}(t) dt.$$
(9)

За конкретния случай $\varphi_{j,k} = 2^{-j/2} \varphi \left(2^{-j} t - k \right); \psi_{j,k} = 2^{-j/2} \psi \left(2^{-j} t - k \right).$ Сигналът X(t) се представя като крайна сума от апроксимиращи и детайлиращи компоненти:

$$X(t) = \sum_{k} a(j,k)\varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=1}^{J} \sum_{k} d(j,k)\psi_{j,k}(t),$$
(10)

По подобен начин се прави предположението, че средната стойност на квадрата на уейвлет коефициентите $E_j = \frac{1}{n_j} \sum_{k=1}^{n_j} |d_k(j,k)|^2$, следва зависимостта:

$$E_j \sim 2^{(2H-1)_j},$$
 (11)

където H е показателят на Хърст. Това позволява чрез логаритмуване на да се получи практически полезен подход за оценка на H. Аналогично на R/S и RP методите получаваме:

$$log_{2}E_{j} = log_{2}\left(\frac{1}{n_{j}}\sum_{k=1}^{n_{j}}|d_{k}(j,k)|^{2}\right) \sim 2^{(2H-1)_{j}} + c,$$
(12)

Отново оценката на H е наклонът на линейната апроксимация, получена по метода на най-малките квадрати на графично представената зависимост в логаритмичен мащаб между log_2E_i и *j*.

Четвъртият използван метод е анализ на флуктуациите с премахнат тренд (DFA), който е въведен от Пенг [10], като в последствие Канделхарт в [6] въвежда обобщения коефициент на Хърст. В настоящата работа е използвана апроксимация от първи ред. Въвеждат се профилите от частични суми $Y_j = \sum_{i=1}^{j} (X_j - \bar{X})$, които се разделят на неприпокриващи се интервали с дължина *l*. За всеки от интервалите се изчислява функцията на флуктуация:

$$F(l) = \frac{1}{l} \sqrt{\sum_{i=1}^{l} (Y_i - ia - b)^2},$$
(13)

където а и b 2 са регресивни коефициенти. Тази процедура се повтаря за различни дължини на l, след което се построява log-log графика на зависимостта F(l) от l. Обобщеният коефициент на Хърст Н отново се получава като наклонът на линейната апроксимация по метода на най-малките квадрати. В този случай, ако H > 1 сигналът X(t) е нестационарен.

4. РЕЗУЛТАТИ

Изчисленията и съответните графични изображения са реализирани с код в

програмна среда Матлаб (Matlab R2012a). Данните, използвани за сравнителния анализ са компютърно генерирани фрактални редове от типа fBm с предварително зададени (теоретични) показатели

 $H_t = [0,1;0,2;0,3;0,4;0,5;0,6;0,7;0,8;0,9],$

като дължината на времевите редове т приема следните стойности: 500, 1000, 5000 и 10000. Оценките са направени, използвайки горепосочените методи за всяка стойност на H_t и за всяка дължина на реда H_{500} H_{1000} H_{5000} и H_{10000} . В последствие са построени дисперсионни графики (на английски scatter plots), представляващи зависимостта между H_t и получените по различни методи оценени стойности на показателя на Хърст.



Фиг. 3. Зависимост между теоретично зададените H_t и получените стойности на показателя на Хърст за различните дължини на реализация и използвани методи за оценка а) R/S анализ, b) периодограмна линейна регресия (RP), с) осредняване на уейвлет коефициенти (AWC) и d) анализ на флуктуациите с премахнат тренд (DFA).

Ако разгледаме резултатите получени от R/S анализа на фиг.За може да се види, че оценките на H са с най-големи отклонения, като за стойности под H \approx 0,75 са предимно завишени в сравнение H_t, докато над тази стойност са занижени – факт забелязан още от Хърст. Предимствата на метода, въпреки по-големите грешки са неговата робастност и факта, че е приложим и за нестационарни данни. Поради това той е и един от най-широко използваните в практиката.

Относно метода RP, чиято графика е представена на фиг.3b е важно да се отбележи, че с увеличението на дължината на реда τ, отклонението на оценката на малява значително в сравнение с R/S анализа без да има ясна тенденция спрямо стойностите, които приема H.

Сходни са наблюденията относно метода с осредняване на уейвлет коефициентите (AWC) - фиг.3с, при който отклоненията на оценките са още по-малки в сравнение с теоретичните стойности. В [2] е доказано, че те са асимптотично неизместени при правилно подбрани базисни уейвлет функции, като в нашия случай е използвана функция Добеши 4. Видно е, че с увеличение на т, приближението на оценката на Н е по-добро. Отново зависимостта спрямо стойностите на H_t е без ясно изразена тенденция.

DFA методът е широко използван при анализа на биоелектрични сигнали и се отличава с най-малко изместване на оценките, дори за малка дължина τ на времевия ред. От фиг.3d е видно, че за стойности на H < 0,5 те са завишени, докато за H > 0,5 – занижени и отклонението за крайните стойности на H е максимално.



Фиг. 4. Зависимост между теоретично зададените H_t и получените стойности на показателя на Хърст според използваните методи за оценка и две дължини на реализация а) τ=1000 и b) τ=10000

Допълнителна информация за оценките може да се получи от фиг.4, където са представени графично зависимостите на H_t и изчислените стойности на показателя на Хърст в зависимост от използвания метод $H_{R/S}$, H_{RP} , H_{AWC} и H_{DFA} за реализации с дължина на τ =1000 и τ =10000.

Оценките получени с R/S анализа са с най-големи отклонения, PR и AWC имат

подобни резултати, като уейвлет преобразуването дава по-добри възможности за настройка на метода и и по-малки грешки. DF-анализът е с най-неизместени стойности на оценките и с ясна тенденция на грешката за различните стойности на H.

Статистическото разпределение на получените оценки е разгледано в различни публикации направени през 90те години на миналия век ([2] например) и е доказано аналитично, че имат нормално разпределение за определен метод и стойност на Н. В тази работа са построени хистограми за методите с най-големи и най-малки отклонения, съответно R/S и DF, но техните графики не са показани поради големия обем и подобие на графичния материал.

Приета е хипотеза за нормално разпределение със статистически параметри средна стойност \overline{H} и средностатистическо отклонение $S_{\overline{H}}$, като за болшинството от оценките на H тя се изпълнява с доверителен интервал 95%. За информация в табл.1 са показани стойностите $S_{\overline{H}}$ за двата метода при H=[0,3;0,5;0,8] и за различните дължини на времевите редове τ .

Таблица 1.

		<i>S_H</i> Стандартно отклонение на оценките на Н					
	метод	500	1000	5000	10000		
0,3	R/S	0.0111	0.0108	0.0095	0.0111		
= H	DFA	0.0215	0.0130	0.0043	0.0025		
0,5	R/S	0.0163	0.0163	0.0169	0.0128		
= H	DFA	0.0175	0.0106	0.0035	0.0013		
0,8	R/S	0.0406	0.0402	0.0399	0.0411		
= H	DFA	0.0067	0.0049	0.0030	0.0010		

Направено е също така сравнение на различните методи , използвайки реални данни за месечните валежи на седем български града. Резултати са показани в табл.2.

Таблица 2.

Изчислен показател на Хърст за различните градове, използвайка различни методи.

		0	ценки коефиц	иента Н			
ижа		R/S	RP	AWC	DFA	m	S
ал(София 1	0.5374	0.5273	0.4624	0.4864	0.5034	0.0304
нив	София 2	0.5207	0.5556	0.5763	0.5513	0.5510	0.0199
сечі	Варна	0.5362	0.5155	0.5327	0.5510	0.5339	0.0126
ме	Бургас	0.5932	0.6497	0.6145	0.6253	0.6207	0.0204
оед,	Казанлък	0.5477	0.5297	0.4839	0.5275	0.5222	0.0235
ВИ	Сандански	0.5764	0.6594	0.5784	0.5994	0.6034	0.0336
eme	Хасково	0.5484	0.5500	0.5648	0.5305	0.5484	0.0122
Bp(Видин	0.5608	0.5617	0.5553	0.5517	0.5574	0.0041

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ИЗВОДИ

Резултатите от анализа показват, че изчислените показатели на Хърст Н, за стационарните редове, използвайки горепосочените методи са величини с нормално разпределение и отклонение от теоретично зададения H_T, което зависи от степента на самоподобие и от дължината на реализацията на fBm. Стандартните отклонения на оценките зависят от използвания метод и намаляват при увеличение на дължината на реда. Най-малки са отклоненията при AWC и DFA методите.

От изчисления коефициент H на месечните валежи за седем български града е видно, че тази климатична променлива за всички локации притежава свойства близки до тези на белия шум, като южните градове Бургас и Сандански имат по-голяма персистеност в сравнение с останалите.

БЛАГОДАРНОСТИ

Специални благодарности за съветите и подкрепата при подготовката на настоящата работа на баща ми Гено Дунчев и на ръководителите на дисертацията ми: Васил Гълъбов от Технически Университет - София, Хуан Хосе Гомес Алдай и Давид Санз от Университет Кастиля-Ла Манча – Испания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Abry P., F. Sellan, "The wavelet-based synthesis for the fractional Brownian motion proposed by F. Sellan and Y. Meyer: Remarks and fast implementation," Appl. and Comp. Harmonic Anal., 3(4), pp. 377–383, 1996.

[2] Abry P., & Veitch, D. Wavelet analysis of long-range-dependent traffic. IEEE transactions on information theory, 44(1), pp. 2-15, 1998.

[3] Daubechies, Ingrid. Ten lectures on wavelets. Society for industrial and applied mathematics, ISBN: 978-0-898712-74-2,1992.

[4] Geweke, J., S. Porter Hudak. The estimation and application of long memory time series models. Journal of time series analysis, 4(4), pp. 221-238, 1983.

[5] Hurst, H.E. Long-term storage capacity of reservoirs. Transactions of American Society of Civil Engineers, pp. 116–770, 1951.

[6] Kantelhardt J.W., S.A. Zschiegner, E. Koscielny-Bunde, S. Havlin, A. Bunde, H.E. Stanley. Multifractal detrended fluctuation analysis of nonstationary time series. Physica A: Statistical Mechanics and its Applications, DOI:10.1016/s0378-4371(02)01383-3, pp. 87–316, 2001.

[7] Mallat, Stéphane. A wavelet tour of signal processing. Academic press, 1999

[8] Mandelbrot, Benoit B. The fractal geometry of nature. Vol. 173. New York: WH freeman, 1983.

[9] Mandelbrot, B.B., Wallis, J.R. Noah, Joseph, and operational hydrology. Water Resources Research 4, DOI:10.1029/wr004i005p00909, pp. 909–918, 1968.

[10] Peng, C. K., S. Havlin, H. E. Stanley, A. L. Goldberger. Quantification of scaling exponents and crossover phenomena in nonstationary heartbeat time series. Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science, 5(1), pp. 82-87, 1995.

[11] Taqqu, M. S., V. Teverovsky, W. Willinger, Estimators for long-range dependence: an empirical study. Fractals, 3(04), pp. 785-798, 1995.

Автор: Йорданка Дунчева, маг. инж., докторант, кат. Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, Технически Университет-София и Университет Кастиля-Ла Манча – Испания, E-mail address: *dany_robles@yahoo.com*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Васил Гълъбов



УСЪВЪРШЕНСТВАН АЛГОРИТЪМ ЗА ГЕНЕРИРАНЕ НА СКОРОСТНИ ПРОФИЛИ НА ДВИЖЕНИЕ ЗА ПОЗИЦИОНИРАЩИ ПРИЛОЖЕНИЯ БАЗИРАНИ НА ПЛК

Станислав Енев

Резюме: Работата разглежда усъвършенстване на предложения в [7] алгоритъм за генериране на скоростни профили на движение, което води до елиминиране на остатъчното разстояние до целта, наличието на което представлява основен недостатък на алгоритъма в първоначалния му вид. Допълнението се състои в схема за планиране на корекции във фазата на забавяне при движението, на база параметри на траекторията, реализирана във фазата на ускорение.

Ключови думи: системи за управление на движение, стъпкови/серво задвижвания, ПЛК, извеждане на импулсни последователности, **s**-овиден профил

IMPROVED ALGORITHM FOR GENERATING MOTION PROFILES FOR PLC-BASED POSITIONING APPLICATIONS

Stanislav Enev

Abstract: The paper proposes an improvement of the motion profile generating algorithm proposed in [7], so that the residual distance to target, the existence of which represents the main drawback of the algorithm in its original form, is eliminated. The proposed modification consists in an additional scheme for planning corrections during the decelerating phase of the movement, based on parameters of the trajectory realized in the accelerating phase.

Keywords: motion control, stepper/servo motor drives, PLC, PTO, s-curve profile

1. INTRODUCTION

Numerous industrial applications are based on sequences of point-to-point movements implemented by a mechanical drive train with a stepper or a servo (BLDC, AC) motor in its heart. Stepper motor and servo motor drives usually interface to the rest of the motion control system by pulse/direction interfaces. Through these, a direction and relative position set-point, measured in motor encoder counts, or in case of stepper motor drives systems without feedback, in number of motor steps, are passed to the drive. Pulse train output (PTO) functionality is usually available in the control system, either embedded or attributed by a separate module, with high level (PLC user program) managing instruction set and configuration support, which is used to generate the motion profile and translate it in a proper way, so that the specialized output hardware circuitry, running independently from the main controller, can generate the respective waveform. The algorithms in the higher level generate a trajectory in one of the two common forms – the so-called trapezoidal and s-curve speed profiles ([1], [2]) and produce a description of the generated trajectory in terms of series of segments with linearly varying speed (for the trapezoidal profile) and acceleration (for the s-curve profile). Parabolic profiles are also suggested [1], but by far the most commonly available PTO capability is for asymmetrical trapezoidal profile generation. This is done ahead of the actual movement and the trajectory description is loaded into the PTO controller memory, which in turn controls the output hardware, so that the appropriate pulse train is produced. Algorithms, for this lower level in PTO functionality implementation can be found in [3], [4] and [5].

An algorithm for constructing the speed profile point-by-point, that is, during the movement itself, designed with the goal of minimizing the movement duration under speed, acceleration and jerk (acceleration rate) limit constraints is proposed [7]. The algorithm possesses the significant drawback of realizing a movement to a distance which is a multiple of the maximal speed attained during the movement. Thus, a residual distance to be travelled presents another motion generation problem to be solved, which undermines the time-optimality features of the original algorithm.

This paper addresses the above mentioned problem by proposing a modification of the algorithm in the form of an additional planning phase preceding the decelerating phase of the movement in which jerk corrections are generated. Simple expressions, derived based on symmetry assumptions and parameters characterizing a particular segmentation of the accelerating phase are evaluated in order to choose between predefined correction sequences.

2. THE ORIGINAL ALGORITHM

The original algorithm is presented in details in [7]. The actual output pulse train is depicted in Fig.1. As seen the generated speed profile actually represents a series of step functions. In the setup of a positioning control system, it is supposed that these will be smoothed out by the drive-motor system dynamics, having finite bandwidth, as illustrated in Fig.2.



A brief summary of the algorithm is given in the following for completeness of the paper. The following dependency between distance and speed is adopted:

$$d_n = d_{n-1} + s_{n-1}, (1)$$

d, denoting the distance and s - the speed.

Lower index $*_n$ is used to denote the value of the respective quantity at the *n*-th PLC cycle, counted from the start of the movement.

Speed and acceleration are updated as:

$$s_n = s_{n-1} + a_n, a_n = a_{n-1} + j_n,$$
(2)

where, with a is denoted the acceleration and with j - the jerk. Both quantities are constrained to be smaller in amplitude than given maximum values, that is:

 $|a_n| \le a_{\max}$, $|s_n| \le s_{\max}$ for all n,

the jerk taking values from a finite set, specified by:

$$j_n = \{-j_{\max}, -j_{\max} + \Delta j, -j_{\max} + 2\Delta j, ..., j_{\max}, \Delta j \mid j_{\max} / \Delta j \in \mathbf{N}, \Delta j > 0, j_{\max} > 0\}.$$
 (3)

The proposed in [7] algorithm generates a speed profile by choosing jerk value from (3) at each cycle, by evaluating respective conditions. Three phases, named "accelerating", "running" and "decelerating" are presumed and realized with the overall goal of time optimality (minimizing the movement duration).

During the **accelerating** phase, the maximum jerk value that satisfies the following two conditions is chosen and applied:

$$(k+1)s_{n-1} + \frac{(k+1)(k+2)}{2}(a_{n-1}+j_n) - \frac{k(k+1)(k+2)}{6}j_{\max} \le d_{tar} - 2d_n$$
(4)

$$\frac{(k+2)}{2}(a_{n-1}+j_n) - \frac{k(k+2)}{8}j_{\max} \le s_{\max} - s_{n-1} , \qquad (5)$$

with:

$$k = 2|a_{n-1} + j_n| / j_{\max}.$$
 (6)

The accelerating phase ends when a non-positive value for the acceleration is determined from (4) and (5). Following, the jerk is set so that the acceleration becomes zero and the profile realization enters the **running** phase, where the speed is maintained constant, at the value attained up to the respective moment (being the maximal possible speed). The **running** phase goes on as long as the distance remaining until the target position is reached, is greater than the shortest possible stopping distance. This condition is expressed as:

$$d_n + s_n \le d_{tar} - d^*, \tag{7}$$

with d_{REF} denoting the target distance (in pulses) and d^* - the shortest possible stopping distance, being given by:

$$d^* = (n^* - 1)s_{n^*} - d_{n^*}, (8)$$

where n^* is the accelerating phase duration.

During the **decelerating** phase, the minimal jerk value that satisfies the following condition is chosen and applied:

$$s_{n-1} + (k+1)(a_{n-1} + j_n) + \frac{k(k+1)}{2} j_{\max} \ge 0,$$
(9)

with:

$$k = |a_{n-1} + j_n| / j_{\text{max}} \,. \tag{10}$$

The trajectory generation ends when zero speed is reached. An example trajectory is shown in Fig.3.



Fig.3. Example trajectory

The smaller value of Δj that will produce acceleration and/or speed variation in a given cycle period is equal to 1, so this is the value chosen for the simulations. In a practical implementation, the actual speed, acceleration and jerk limits should be scaled by T_{cyc} in order to obtain the values of s_{max} , a_{max} and j_{max} .

3. CORRECTION PLANNING SCHEME

Given the online nature of the basic algorithm, the general approach to correcting efficiently the speed profile, that is, adding travelled distance, should target the decelerating phase with the goal of "slowing down" appropriately the deceleration. Also, in the general case, the required correction will not be known until the end of the accelerating phase. The proposed scheme in this paper searches for the best solution in a predefined set of possible jerk correction patterns. The patterns are defined based on the typical trajectories in the accelerating and decelerating phases, which can be seen in Fig.3. The decelerating phase is segmented itself into two stages – a stage with non-positive jerk values (with non-increasing acceleration), and a stage with positive jerk values and increasing acceleration with corresponding lengths, denoted by m_1 and m_2 respectively. A prerequisite for the proposed correcting scheme is the possibility for determining both parameters ahead of the decelerating phase, which is guaranteed, given the observed and inherent symmetry between accelerating and decelerating phases. The segmentation for the particular trajectory in Fig.3 is presented in Fig.4.



Given these typical evolutions of jerk and acceleration, it is assumed, that during the first stage of the decelerating phase it is possible to apply positive jerk corrections with values up to j_{max} without violating jerk and acceleration constraints. Similarly, it is assumed that during the second stage it is possible to apply negative jerk corrections with values down to $-j_{max}$. The following two patterns are analyzed as possible correction sequences in the decelerating phase – Fig.5.



Such correction sequences result in added distance and residual speed at $n = n_f$ given by:

Pattern 1:

$$d^{+} = (m+1)(m_{2}+1)j_{c} s_{n_{f}} = j_{c}$$
(11)

with: $m \in [0, \min(m_1 - 1, m_2 - 1)]$ and j_c belonging to the positive subset in (3).

Pattern 2:

$$d^{+} = m_{2}(m_{2}+1)j_{c} + 2mm_{2}j_{c} + \frac{m(m+1)}{2}j_{c} , \qquad (12)$$

$$s_{n_{f}} = (m+1)j_{c}$$

with: $m \in [1, m_1 - m_2]$. Usually, we have: $m_2 < m_1$.

In the general case, the residual speed in a "pattern 2" correction determines an additional distance to be travelled before the actual stop occurs. Here, a minimal additional distance is estimated by the following expression:

$$d_{stop}^{+} = k(m+1)j_{c} - \frac{k(k+1)}{2}j_{max}$$

$$k = \left[\frac{(m+1)j_{c}}{j_{max}}\right] - 1$$
(13)

Expression (13) results from the adoption of a stopping speed trajectory with deceleration rate down to $-j_{max}$.

Thus, the proposed correction planning scheme can be summarized as:

- 1. At the end of the accelerating phase determine m_1 and m_2 ; calculate the residual distance as: $d_{REF} = d_{REF} |d_{REF} / s_{n_a}| \times s_{n_a}$;
- 2. Estimate added distances d^+ and d^+_{stop} by (11), (12) and (13);
- 3. Choose the parameters for the best correction case, such that:

$$(m^*, j_c^*) = \min_{m, j_c} (d_{RES} - d^+ - d_{stop}^+) \text{ with } d^+ + d_{stop}^+ \le d_{RES};$$

- 4. Apply the obtained correction sequence during the decelerating phase up to $n=n_f$;
- 5. Realize stopping trajectory with deceleration rate down to $-j_{max}$ until d_{REF} is reached.

An example is presented in the following. The constraints are chosen as in Fig.3 with target distance set to $d_{REF} = 2989$.

Table 1. Added distances

	Table 1. Added distances								
		d^+				$d_{\scriptscriptstyle stop}^+$			
	$j_{c} = 1$	$j_{c} = 2$	$j_{c} = 3$	$j_{c} = 4$	$j_{c} = 1$	$j_{c} = 2$	$j_{c} = 3$	$j_{c} = 4$	
m = 0	4	8	12	16	0	0	0	0	1
m = 1	8	16	24	32	0	0	0	0	1
m = 2	12	24	36	48	0	0	0	0	1
m = 1	19	38	57	76	0	0	2	4	2
m = 2	27	54	81	108	0	2	6	12	2
m = 3	36	72	108	144	0	4	12	24	2
m = 4	46	92	138	184	1	8	21	40	2
m = 5	57	114	171	228	2	12	32	60	2

At the end of the accelerating we have: $m_1 = 8$, $m_2 = 3$, $s_{11} = 100$ and $d_{RES} = 89$. The possi-

ble corrective sequences and resulting distances according to (11), (12) and (13) are given in Table. 1. The best solution is outlined in green. The resulting correcting sequence is given in Table 2.

	Table 2. Jerk correction sequence								quence		
п	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
j_c	0	0	0	3	0	0	0	0	-3	-3	0

The resulting motion profile is shown in Fig.6.



As expected, at $n = n_f = 40$ the travelled distance is equal to $d_{n_f} = 2900 + 81 = 2981$ - the distance corresponding to the uncorrected speed profile plus the added distance up to $n = n_f$. The remaining distance of 8 counts is covered by maintaining the deceleration rate between 0 and $-j_{max}$ until target is reached.

4. CONCLUSION

In this paper, an improvement of the algorithm for generating motion profiles proposed in [7]. It allows to practically eliminate the residual distance to target, the existence of which represented the main drawback of the original algorithm. The proposed improvement consists in a modification of the basic algorithm in the form of an additional planning phase preceding the decelerating phase of the movement in which jerk corrections are generated. Simple expressions, derived based on symmetry assumptions and parameters characterizing a particular segmentation of the accelerating phase are evaluated in order to choose between predefined correction sequences. Although partial planning is included in the original entirely "online" algorithm, its computational simplicity is preserved.

REFERENCES

- [1] Lewin Ch. (2007), *Mathematics of Motion Control Profiles*, Performance Motion Devices Inc., 2007.
- [2] High Performance Pulse Train Output (PTO) With PRU-ICSS for Industrial Applications, TI Designs, TIDU707–January 2015, Texas Instruments Incorporated, 2015.
- [3] Austin D. (2005), *Generate stepper-motor speed profiles in real time*, EE Times-India, January 2005, pp. 1-5.
- [4] Siripala P.J., Ahmet Sekercioglu Y. (2013), *A generalized solution for generating stepper motor speed profiles in real*, Mechatronics 23, pp. 541–547, 2013.
- [5] *AVR446: Linear speed control of stepper motor*, *Application Note*, Rev. 8017A-AVR-06/06, 2006.
- [6] Nguyen K.D., Ng T-C., Chen I-M. (2008), On Algorithms for Planning Scurve Motion Profiles, International Journal of Advanced Robotic Systems, Vol. 5, No. 1, 2008, ISSN 1729-8806, pp. 99-106.
- [7] Enev, St. (2016), An algorithm for generating motion profiles for PLC-based positioning applications, Proceedings of Technical University of Sofia, Vol. 66, Issue 2, 2016, p. 175-180.

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

Received 27 April 2018

Reviewer: Assoc. Prof. PhD Vasil Galabov



ПОДОБРЯВАНЕ НА РАDÉ МЕТОДА ЗА РЕДУКЦИЯ НА РЕДА НА ТРАНСФЕРНАТА ФУНКЦИЯ НА МОДЕЛА НА СИСТЕМАТА

Радмила Геров, Зоран Јовановић

Резюме: В Работата е предложен нов метод за редукция на реда на трансферната функция на модела на системата от висок ред, която е базирана на подобрението на Padé трансферната функция, на модела на редукционните техники в системата от втори ред с трансферно закъснение. Времеви и честотни характеристики на получения апроксимативен модел, по предложения начин, са сравнени с характеристиките на апроксимативните модели, получени с редукция чрез Padé и Routh апроксимации, Субоптимална редукция и Skogestad "half rule" редукционна техника.

Ключови думи: Half rule, Редукция на модела; Padé апроксимации; Routh anроксимации; Субоптимална редукция; Времево закъснение

IMPROVEMENT OF PADÉ METHOD FOR ORDER REDUCTION OF THE HIGH ORDER SYSTEM MODEL

Radmila Gerov, Zoran Jovanović

Abstract: In this paper, we propose a new method for reduction of the high order system model, which is based on improving the Padé transfer function model with reduction techniques into the second order time delay system model. Time and frequency characteristics of the approximation model received in the proposed way have been compared with the characteristics of the approximation models received through reduction with Padé Approximations, Routh Approximations, Suboptimal Reduction and Skogestad "half rule" Reduction Techniques.

Keywords: Half rule; Model reduction; Padé Approximations; Routh Approximations; Suboptimal Reduction; Time delay

1. INTRODUCTION

It is well known that the mathematical model of the dynamic system can be a high order system and that such a system is difficult to be analyzed, optimized and to design a controller. Therefore, in the past, starting from Davison (1966) [1], a variety of techniques for reducing the order of the high order system model (e.g.) [2]–[6] have been developed.

In this paper, a new method for reduction a high order system model into the second order system model with time delay (SOPTD) by modifying Padé Approximations Techniques. The quality of the proposed method of reduction of the model of the high order transfer function has been discussed by comparing the characteristics of the received approximation model SOPTD in a time and frequency domain with characteristics of the approximation models received through reduction by using Padé Approximations, Routh Approximations and Suboptimal Reduction [5] as well as Skogestad "half rule" Reduction Techniques [6]. By comparing the settling time, rise time as well as the integral of absolute error (IAE) and integral of the square error (ISE), differences between the plant responses and the approximation model, it has been confirmed that the proposed way of reduction yields better results than Padé, Routh and "half rule" Reduction Techniques.

2. IMPROVEMENT OF PADÉ REDUCTION TECHNIQUES

Assume that the original transfer function G(s) is described by,

$$G(s) = \frac{K \prod_{i=1}^{m} (-T_i s + 1)}{\prod_{j=1}^{n} (T_j s + 1)} e^{-\theta s}; n \ge m; T_i, T_j, \theta > 0$$
(1)

where: T_i , T_i are time constants which define the poles and the zeros of the transfer function, respectively, θ is time delay and *K* is a gain coefficient.

The Taylor series expansion of (1) around s=0, can be written as

$$G(s) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i s^i, c_i = \frac{1}{i!} \frac{d^i G(s)}{ds^i} \Big|_{s=0}$$
(2)

For the reduction of a high order system model (1) by algorithm which is reffered as the Padé Approximations Techniques [6] into the reduced-order model denoted by

$$G_{r/k}(s) = \frac{\beta_1 s^r + \beta_2 s^{r-1} + \dots + \beta_{r+1}}{\alpha_1 s^k + \alpha_2 s^{k-1} + \dots + \alpha_{k+1}},$$
(3)

where k < n with *n* order of the system model (1), suppose that the (1) can be written as $G(s) = c_0 + c_1 s + \cdots,$ (4)

where c_i -the moments around the expansion point s=0, can be computed from (2). For retain the first r+k+1 moments around the expansion point s=0, c_i (i=0,...,r+k) of the original model (1) the following formulae can be established

$$\beta_{r+1} = c_0,
\beta_r = c_1 + \alpha_k c_0,
\vdots
\beta_1 = c_r + \alpha_k c_{r-1} + \dots + \alpha_{k-r+1} c_0,
0 = c_{r+1} + \alpha_k c_r + \dots + \alpha_{k-r} c_0,
0 = c_{r+2} + \alpha_k c_{r+1} + \dots + \alpha_{k-r-1} c_0,
\vdots
0 = c_{k+r} + \alpha_k c_{k+r-1} + \dots + \alpha_1 c_0.$$
(5)

From the last *k* formulae in (5), can be obtained (6) from which the coefficients α_i can be evaluated.

$$\begin{bmatrix} c_r & c_{r-1} & \cdots & \cdot \\ c_{r+1} & c_r & \cdots & \cdot \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ c_{k+r-1} & c_{k+r-2} & \cdots & c_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_k \\ \alpha_{k-1} \\ \vdots \\ \alpha_1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} c_{r+1} \\ c_{r+2} \\ \vdots \\ c_{k+r} \end{bmatrix}$$
(6)

From the first r+1 formulae of (5), the following equations can be obtained

$$\begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & 0 \\ c_1 & c_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ c_r & c_{r-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha_k \\ \vdots \\ \alpha_{k-r+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{r+1} \\ \beta_r \\ \vdots \\ \beta_1 \end{bmatrix}$$
(7)

from which the coefficients β_i can be evaluated.

By replacing the obtained coefficients α_i and β_i in (3), a reduced-order model by Padé Approximations Techniques is obtained.

For the reduction of a high order system model (1) into the proposed model of the second order system with time delay SOPTD

$$G_{soptd}(s) = \frac{b}{s^2 + cs + b}e^{-\theta s}$$
(8)

the following algorithm applies:

<u>Step 1.</u> Apply Padé Approximations Techniques [6] for receiving the approximation model of the transfer function system of the second order with a zero

$$G_{r}(s) = \frac{\beta_{1}s + \beta_{2}}{s^{2} + \beta_{3}s + \beta_{2}}.$$
(9)

Step 2. Express the transfer function (9) in the form

$$G_r(s) = \frac{\beta_2}{s^2 + \beta_3 s + \beta_2} e^{\frac{\beta_1}{\beta_2} s}.$$
 (10)

By comparing (8) and (10) the parameters of the proposed SOPTD model are received

$$b = \beta_2, c = \beta_3, \theta = -\frac{\beta_1}{\beta_2} \tag{11}$$

3. ILLUSTRATIONS OF THE COMPARISON OF THE SOPTD AND II ORDER PADÉ MODEL

Considering that the proposed method of reducing the high order system model into the SOPTD model (8) results in a transfer function without zeros, the comparison of the time and frequency characteristics of the received model has been carried out through the use of the II order model without zeros received with Padé Approximations Techniques, the transfer function

$$G_{pade2}(s) = \frac{\beta}{s^2 + \alpha s + \beta}.$$
(12)

Comparing the performances of the received approximation models has been done for three different examples of the transfer function of a high order system model (1); furthermore, this has been done for the system with real and different poles, for the system with multiple poles, and for the non-minimum phase high order system. For the quantitative comparison of the performances, the Settling time (T_s), Rise time (T_r) of the plant (1) and of the approximation models (8) and (12), as well as IAE and ISE have been used.

Example 1.

Let the explored plant (1) a minimum phase with real and different poles be described through the transfer function

$$G(s) = \frac{1}{(5s+1)(2s+1)(s+1)(0.7s+1)(0.4s+1)}.$$
(13)

By applying the first step of the algorithm for developing the desired SOPTD model, the following is received

$$G_r(s) = \frac{-0.07762s + 0.06543}{s^2 + 0.5178s + 0.06543},$$

wherefrom, by applying (6), the necessary parameters of the proposed method of model reduction are identified. By replacing the received parameters into (8) the proposed SOPTD model is received

$$G_{soptd}(s) = \frac{0.06543}{s^2 + 0.5178s + 0.06543} e^{-1.19s}.$$

By applying Padé Approximations Techniques for receiving the approximation II order model without zeros to the same plant G(s), the relation (12) becomes

$$G_{pade2}(s) = \frac{0.03834}{s^2 + 0.3489s + 0.03834}.$$

The step response of the examined plant G(s), the proposed SOPTD model and Padé approximation model have been shown in Figure 1, while their frequencies are given in Figure 2.



Figure 1. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 1.



Figure 2. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 1.

Table 1 shows values for Settling time, Rise time, IAE and ISE, wherefrom it can be seen that the SOPTD approximation model has better performances.

	T_s	T_r	IAE	ISE
G(s)	24.4	12.8		
$G_{soptd}(s)$	24.5	13.4	0.1751	0.0021
$G_{pade2}(s)$	23.5	14.5	0.6523	0.0202

Table 1.Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example 1.

Example 2.

Let the examined plant (1) with multiple transfer function poles be

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^7}$$
(14)

By applying the same procedure of the received transfer function of the SOPTD and Padé model

$$G_{soptd}(s) = \frac{0.1071}{s^2 + 0.5714s + 0.1071} e^{-1.67s}, \ G_{pade2}(s) = \frac{0.04762}{s^2 + 0.3333s + 0.04762}$$

The overshoot response of the plant and the received models is given in Figure 3, whereas frequency features are displayed in Figure 4. Table 2 sums up the received results for Settling time, Rise time, IAE and ISE.



Figure 3. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 2.



Figure 4. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 2.

Та	ble	2.
.		_

		Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example 2.			
	T_s	T_r	IAE	ISE	
G(s)	13.4	6.64			
$G_{soptd}(s)$	15.2	8.44	0.5843	0.0283	
$G_{pade2}(s)$	25.6	10.7	1.4756	0.1194	

The proposed way of reduction in this case gives incomparably better results, which can be observed from the overshoot response from Figure 3 and the data indicated in Table 2.

Example 3.

For a non-minimum phase plant of the eighth order

$$G(s) = \frac{-1.5s + 1}{(3s+1)(2s+1)(s+1)^3(0.5s+1)^3}$$
(15)

The received transfer functions of the approximation models are

$$G_{soptd}(s) = \frac{0.1886}{s^2 + 0.6055s + 0.1886} e^{-1.79s}, \ G_{pade2}(s) = \frac{0.07018}{s^2 + 0.3509s + 0.07018}.$$

Step response of the plant, the proposed SOPTD model and the approximation model of the II order without zeros received through classic Padé Approximations Techniques is shown in Figure 5, and frequency characteristics are given in Figure 6.



Figure 5. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 3.



Figure 6. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 3.

The received results for Settling time, Rise time, IAE and ISE are given in Table 3, as well as the time and frequency characteristics which are illustrated in Figure 5 and 6, respectively, clearly indicate the advantage of the proposed way of reducing the non-minimum phase plant compared with the classic Padé approximation.

	Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example				
	T_s	T_r	IAE	ISE	
G(s)	12.5	2.76			
$G_{soptd}(s)$	15.6	4.88	1.1657	0.1468	
$G_{pade2}(s)$	22.7	7.61	2.4714	0.4604	

Table 3.Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example 3.

Illustrated examples ostensibly indicate that the proposed method of reduction of the transfer function of the high order system model into the desired SOPTD model gives considerably better results than the classic Padé approximation. The findings are more evident with plants with multiple poles and non-minimum phase plants.

4. ILLUSTRATIONS OF THE COMPARISON OF THE SOPTD MODEL AND THE MODELS RECEIVED THROUGH ROUTH, SUBOPTIMAL AND SKOGESTAD "HALF RULE" REDUCTION TECHNIQUES

The comparison of the proposed method for reduction of the transfer function high order system model into the second order system model with time delay SOPTD has been performed with the models of the second order systems received through Routh Approximations $G_{routh2}(s)$, Suboptimal Reduction $G_{opt2}(s)$ and Skogestad "half rule" $G_{hr2}(s)$ Reduction Techniques. Considering the fact that in the previous chapter it has been indicated that the proposed method yields better results than the classic Padé Approximations Techniques, for the purposes of comparison the same plants from Examples 1–3 have been used in order to investigate whether the suggested method gives better results compared with some other well-documented methods or only compared with the method whose improvement has been done.

Example 1.

In Figure 7 the step response of the plant with real and different poles (13) G(s) and the responses of the approximation models $G_{soptd}(s)$, $G_{hr2}(s)$, $G_{opt2}(s)$, $G_{routh2}(s)$ have been illustrate. Their frequency characteristics are given in Figure 8 while the measured values for Settling time, Rise time, IAE and ISE are shown in Table 4.



Figure 7. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 1.



Figure 8. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 1.

Table	4.
-------	----

		Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example			
	T_s	T_r	IAE	ISE	
G(s)	24.4	12.8			
$G_{soptd}(s)$	24.5	13.4	0.1751	0.0021	
$G_{hr2}(s)$	24.6	13	0.0938	0	
$G_{opt2}(s)$	23.9	12.8	0.0748	0	
$G_{routh2}(s)$	25.4	15	0.6841	0.0245	

The displayed data indicate that the proposed method in this case gives better results than Routh Approximations and somewhat worse results than Skogestad "half rule"

143

reduction method. The better results are received from the Suboptimal Reduction which has been expected.

Example 2.

By observing the response of the plant with multiple poles G(s) (14) and the responses of its approximation models $G_{soptd}(s)$, $G_{hr2}(s)$, $G_{opt2}(s)$, $G_{routh2}(s)$ illustrated in Figure 9, as well as frequency characteristics given in Figure 10 and measured values given in Table 5 it can be inferred that the proposed method of the SOPTD model yields better results than the models received with Routh Approximations and Skogestad "half rule" reduction method. All the methods considered show deviation of frequency characteristics, but the same is out of the boundaries, hence it is not significant.



Figure 9. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 2.



Figure 10. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 2.

Table 5.

		Setting time, Kise	c, Rise unic, IAE, ISE IOI Example 2.			
	T_s	T_r	IAE	ISE		
G(s)	13.4	6.64				
$G_{soptd}(s)$	15.2	8.44	0.5843	0.0283		
$G_{hr2}(s)$	11.9	4.24	0.7431	0.0687		
$G_{opt2}(s)$	13.2	6.68	0.1647	0.0019		
$G_{routh2}(s)$	17.7	11.2	1.4128	0.1391		

Settling time, Rise time, IAE, ISE for Example 2.

Example 3.

The response of the non-minimum phase plant G(s) (15) and the responses of its approximation models $G_{soptd}(s)$, $G_{hr2}(s)$, $G_{opt2}(s)$, $G_{routh2}(s)$ are shown in Figure 11, and their frequency characteristics in Figure 12. It is evident from the displayed characteristics that, in this case, too, the proposed SOPTD model gives better results than those received from Routh Approximations and Skogestad "half rule" reduction method, which is confirmed by the values received for Settling time, Rise time, IAE and ISE shown in Table 6.


Figure 11. Overshoot response of the plant and the approximation model for Example 3.



Figure 12. Frequency characteristics of the plant and the approximation models for Example 3.

Table 6.

Settling time, Rise	time, IAE, ISE fo	or Example 3.
T		ICE

	T_s	T_r	IAE	ISE
G(s)	12.5	2.76		
$G_{soptd}(s)$	15.6	4.88	1.1657	0.1468
$G_{hr2}(s)$	11.8	5.91	1.5979	0.2716
$G_{opt2}(s)$	10.6	2.68	0.4530	0.0365
$G_{routh2}(s)$	14.7	9.59	2.7162	0.7029

5. CONCLUSION

The proposed improvement of the Padé transfer function model reduction techniques for receiving the model of the transfer function of the second order with time delay gives considerably better results not only in comparison with this technique but also in comparison with Routh Approximations techniques, and in most cases it is better than Skogestad "half rule" reduction method; hence, it may be said that the proposed method is the method closest to Suboptimal Reduction techniques.

Taking into account that the reduction of the high order system model is undertaken for the purpose of easier controller synthesis, in the future, a controller needs to be designed based on the received model from the proposed reduction method, and the performances of the received feedback system needs to be examined.

REFERENCES

[1] E.J. Davison, A method for simplifying linear dynamic systems, IEEE Transanctions on Automatic Contol, AC-11, pp. 93-101, 1966.

[2] M.F. Hutton, & B. Friedland, Routh approximation for reducing order of linear time invariant system, IEEE Transanctions on Automatic Contol, AC-20, pp. 329-337, 1975.

[3] J. Singh, C.B. Vishwakarma, K. Chattterjee, Biased reduction method by combining improved modified pole clustering and improved Pade approximations, Applied Mathematical Modeling, vol. 40(2), pp. 1418-1426, 2016.

[4] S.V. Rao, S.S. Lamba, Suboptimal Control of Linear Systems via Simplified Models of Chidambara, IEEE Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 121(8), pp. 879-881, 1974.

[5] D. Xue, Y. Chen, D.P. Atherton, Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB, Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 3, 92-101, 2007.

[6] S. Skogestad, Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, Journal of Process Control, vol. 13, 2003.

Authors: Radmila Gerov, PhD student, Department of Control Systems, Faculty of Electronic Engineering, University of Nis, E-mail address: *gerov@ptt.rs*; Zoran Jovanović, PhD, Full Professor, Department of Control Systems, Faculty of Electronic Engineering, University of Nis, E-mail address: *zoran.jovanovic@elfak.ni.ac.rs*

Received 27 April 2018

Reviewer: Assoc. Prof. PhD Kamen Perev



АВТОМАТИЗИРАНА ПОДГОТОВКА НА ТЕКСТ ЗА АНАЛИЗ

Мартин Маринов

Резюме: Количеството писмени знания в света расте експоненциално. Въпреки това автоматизираните системи, предназначени да помагат на хората при поддръжката на тази база знания, са прекалено малко и рудиментарни. В работата е описан алгоритъм, целящ да се справи с няколко проблема, сходни за всички задачи, при които се обработва неструктуриран текст. Акцентът е върху намаляване на многозначието на думите, дължащо се на:

- съчетаване на думи в по-сложни съставни думи;
- използване на различни форми на думите от граматични съображения;
- правописни грешки, които допускат хората.

Има и предложен начин за преодоляване на други проблеми, като:

- използване на повече от един език, например български и английски;
- различни начини за подреждане на едни и същи думи в изречения, които имат еднакъв смисъл;
- определяне на значението на думите, в зависимост от контекстът им.

Ключови думи: машинна обработка на естествени езици, текстови данни, текстов анализ, автоматичен превод, чистене на данни, подготовка на данни

AUTOMATED TEXT PREPROCESSING FOR TEXT ANALYSIS

Martin Marinov

Abstract: The amount of written knowledge in the world is increasing exponentially. However, automated systems, intended to help people maintain this knowledge base, are still too few in number and rudimentary. This paper outlines an algorithm, which aims to tackle several issues common to all natural language processing cases. The focus is on reducing word ambiguity, which is caused by:

- combining words into compound words;
- *different word forms used for grammatical reasons;*
- spelling mistakes people make while writing.

There is also a proposal for a way of mitigating other issues, such as:

- use of more than one language in a document, e.g. Bulgarian and English;
- *different ways to combine the same words into sentences with the same mean-ing;*
- determining word meaning depending on context.

Keywords: NLP, languages, text mining, unstructured text, machine translation, data cleaning, data preparation

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Според етнологът^[1], в света има около 7000 езика. Над 2000 от тях имат писменост, а най-разпространените азбуки са около 30. Всичко казано до тук се отнася за езици, които все още се ползват, а иначе бройките са по-големи от това. Разнообразието в начинът на комуникация на хората е невероятно и не случайно Unicode стандартът включва 133 азбуки^[2].

Човечеството може да сътвори и използва сложни системи за кодиране на информация, но количеството на писменото знание отдавна е станало прекалено голямо за осмисляне. Освен това става все по-трудно за: категоризация, обобщаване, сравнение, съхранение, сверяване, превеждане, филтриране.

Компютрите се прилагат за улеснение на изброените задачи, но като цяло се отличават само със способността си да съхраняват много писмена информация. Също така могат да я манипулират много бързо и да я дублират лесно, което на този етап е част от проблема със стопанисването на писмените знания.

Неадекватността на компютрите при обработката на естествени езици означава, че въпреки напредъка на технологиите, в крайна сметка хората вършат всичкият интелектуален труд свързан с изграждането и поддръжката на цялостното човешко знание в света. Предвид темповете с които то расте, би било добре ако машините станат способни да изпълняват поне рудиментарните мисловни функции, нужни за семантична обработка на човешката писменост.

2. ПРЕДЛОЖЕН ПОДХОД ЗА ОБРАБОТКА НА НЕСТРУКТУРИРАНИ ТЕКСТОВИ ДАННИ



Фиг.1. Принципна схема на система за обработка и анализ на текст

• Преводач – нужен за премахване на различия в текстовете, дължащи се на език, словоред, правопис и други несъществени особености.

• Междинен език – резултатът от преводача. Трябва да е символна система, способна да отразява всички съществени характеристики на входния текст, независимо от езика, на който е написан.

• Речник – желателно е да се изгради на базата на междинният език, тоест всички сходни естествени думи да са обвързани само с една служебна.

• Корпус – колекция от примерни изречения, чиято цел е да показва думите използвани в различен контекст. Отново, желателно е да бъде независим от входният език и да бъде съставен на базата на междинният;

• Модел – алгоритъмът, който приема подготвените текстови данни и се стреми да реши определена задача, използвайки речника и корпуса.

В настоящата работа се разглежда само малка част от системата – един от компонентите на преводача, който се използва при подготовката на данните.

3. АЛГОРИТЪМ ЗА ПРОВЕРКА НА ПРАВОПИС И ОТКРИВАНЕ НА СЪСТАВНИ ДУМИ

Разработеният алгоритъм е просто начин за кодиране на думи в матрична форма. Редовете и колоните на матрицата се определят от символите, които обработва компютъра. Дори обработваният текст да е на 5 различни езика, няма значение. Всички символи се отразяват в матрицата, включително и пунктуационни знаци и числа.

Ще бъде разгледан пример с три английски думи: *tree*, *like* и *tree-like*, която е съставна дума от първите две. Всяка дума се преобразува в матрица по един и същ начин.

Ще бъде използвана думата *tree* за по-подробно обяснение (фиг.2).

- 1. Започваме от вторият символ r. Преди него има само една друга буква t. Поставяме единица в елемента, чиито адрес е: *ред* r, *колона* t (r, t).
- 2. Минаваме на третият символ e. Преди него има две букви t и r. Поставяме единица на адреси: (e, t) и *ped* (e, r).
 - 3. Четвърти и последен символ *e*. Буквите преди него са *t*, *r* и *e*, следователно се слагат единици в елементи (*e*, *t*), (*e*, *r*) и (*e*, *e*).





Фиг.3. Матрица на думата *like*



Фиг.4. Матрица на съставната думата tree-like

Резултатът от кодиране на всяка дума е квадратна матрица, в която само малък брой елементи са ненулеви. Освен това, позициите на тези елементи са изцяло определени от последователността на буквите в думата, тоест матрицата носи информация за правописа. Именно с тази цел беше разработен този алгоритъм първоначално, за автоматизирана корекция на правопис, при подготвяне на текстови данни за моделиране.

Ключовото при сравненията на такива матрици е то да бъде размито, тоест и приблизителни съвпадения да се отчитат.

От фиг.4 се вижда, че дори когато се кодира съставна дума като *tree-like*, елементите заделени за двете съставни думи са същите, както тези заделени при отделното им кодиране - фиг.2 и фиг.3. Това означава, че освен за проверка на правопис, тези матрични представяния могат да се ползват и за откриване на вложени думи в произволни символни последователности.

4. ТЪРСЕНЕ НА ДУМИ В РЕЧНИК, ИЗПОЛЗВАЙКИ МАТРИЧНИТЕ ИМ ПРЕДСТАВЯНИЯ

В разгледаните примери е използван речник от 35 думи, някои английски други български. Направено е и търсене в по-голям речник.

Той е същият като малкия, но има добавени близо 30,000 английски думи.

Целта е да се види как се справя кодиращият алгоритъм, ако ползва нормален по размер речник.

Списък на думите в малкият речник: pine, tree, boat, бор, relational, релационна, reimbursable, дървесен, дърво, like, acolyte, дървен, trim, възстановимо, reimburse, възстановява, елха, cow, car, смърч, бреза, зиг-заг, вид, zigzag, zero, нула, relating, отнасящо, relation, връзка, reimbursement, възстановяване, reimmersion, повторно, потапяне.



Фиг.5. Търсене на **tree** в малък речник Фиг.6. Търсене в голям речник

В ляво (фиг.5) е резултатът от търсенето в малкият речник. Има една оценка, която надхвърля прагът от 0,4. В дясно (фиг.6) са повече, защото речникът има повече думи, които се изписват подобно на търсената. Въпреки това, максималната стойност е приписана на търсената дума и другите близки до нея не надминават 0,6.



При премахване на буквата e, оценката за близост между *tre* и *tree* намалява, но въпреки това е значително по-висока от другите оценки, получени при сравненията на tre с останалите думи в речника (фиг.7 и фиг.8).



Фиг.9. Търсене на **ree** (*tree* без *t*)

Премахването на буквата *t* се оказва по-значимо, защото това прави съвпадението много по-несигурно (фиг.9 и 10). Думата *ree* може да е *bee* със сменена първа буква, може да е *bree* с изтървана първа буква и редица други възможности. Важното е все пак че тези възможности са близки по изписване. За подборът на подходяща дума, в зависимост от контекста, може да се използва модел, обучен за тази цел. Въпросният модел ще е част от модулът за подготовка на данни. При решаването на конкретни задачи се предвижда използването на специализиран модел, обучен съобразно специфично задание.

Относно прагът за отхвърляне на резултати. Добре е да е 2 пъти по-голям, от проекцията върху ординатата, на инфлексната точка на експонентата получена от сортираните оценки.



Въпреки че думата е доста сбъркана, сравняването на кодираните думи успява да сложи най-висока оценка на правилната дума (фиг.11 и фиг.12).



(съставна дума)

Дори ако търсената дума е съставна, алгоритъмът успява да припише високи оценки на близост между нея и думите, от които е получена (фиг.13 и фиг.14). При търсенето в малкият речник е ползвана фиксирана граница 0.4 за близост. При търсене в големият речник се ползва динамична граница, за да не се обхванат прекалено много думи.



Фиг.15. - търсене на tree-trimmer

Фиг.16. - търсене в голям речник

Думата *tree-trimmer* не само е съставна, но и една от съставните й думи не е в основната си форма – *trim*. Въпреки това, алгоритъмът коректно й приписва висока стойност (фиг.15 и 16). Това означава, че може да се ползва, за откриване на корените на думите. По този начин може да ги разпознава, независимо от разнообразните форми, които може да приемат. За целта е нужен добре изграден речник от корени и/или леми обаче.



(много сбъркана съставна дума)

Много сбъркана дума може да се разпознае успешно само при ползване на помалък речник (фиг.17). Ако в речникът има нормален размер, алгоритъмът почва да припознава прекалено много думи. Настройването на прагът за съвпадение е ключово.

На фиг.18 се вижда какво се случва, ако се снижи, за да може думата *like* да го надхвърли.

Обхващат се прекалено много думи, голяма част от които не бива въобще да фигурират като възможни резултати.



Фиг.19. Търсене на българска дума

Фиг.20. Търсене на българска дума

Всичко видяно в предходните фигури за английските думи важи и за българските (фиг.19 и фиг.20). Алгоритъмът може да обработва всеки език, в който думите се съставят от подредби на букви. При езици като китайски и японски може да се окаже по-неприложим, понеже там символите сами по-себе си носят семантичен смисъл, дори и без да са съчетани с други символи. Описаният алгоритъм е предвиден за обработка на английски и български текстове.



Фиг.21. Дума, която не е в речника

Фиг.22. Дума, която не е в речника

Алгоритъмът е предвиден за случаи, когато се попадне на дума, за която няма точно съвпадение в речника. Много вероятно е да е просто форма на вече известна дума или да е с правописна грешка.

Задачата на алгоритъма е да намери всички думи в речника, които се изписват по подобен начин.

Възможно е обаче думата да не е сбъркана, а действително да няма нищо общо с тези от речника (фиг. 21 и 22).

В такива случай няма гаранция, че резултатът ще е празен списък. Напротив, много вероятно е да има някакъв подбран набор от думи. Затова е важно след описаният алгоритъм да има нещо допълнително, което да избира думите и да следи словореда в изреченията.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представеният в тази работа алгоритъм може да се ползва като част от цялостна система за анализ на неструктурирани текстови данни.

Алгоритъмът представлява прост начин за проверка на правопис, откриване на корени на думи независимо от спрежението им, както и за разчитане на съставни думи.

Всички тези задачи са ключова част от подготовката на текстови данни за анализ, или както се нарича още, чистене на данни.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *https://www.ethnologue.com* – каталог на езиците
[2] *https://unicode-table.com/en/alphabets/* – всички азбуки в Unicode.

Автор: Мартин Маринов, маг. инж., кат. "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *mu_marinov@abv.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Васил Гълъбов



ПРОЕКТИРАНЕ НА АВТОМАТИЗИРАНА СИСТЕМА ЗА СЪБИРАНЕ И ОБРАБОТКА НА ДАННИ ЗА ПРОВЕЖДАНЕ НА ИНЖЕНЕРНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКИ ИЗСЛЕДВАНИЯ - ЧАСТ 1

Кирил Борисов, Десислава Стоицева-Деличева

Резюме: Инженерно-психологическите изследвания и обработката на резултатите от тяхното провеждане отнемат изключително много време и усилия. За да се улесни работата се налага разработването на автоматизирани системи за събиране и обработка на информацията. Проектирането на една такава система за отдалечено провеждане на инженерно-психологически изследвания и автоматична обработка на информацията, е представена в настоящата разработка, като е акцентирано върху възможностите за планиране на различни социологически, психологически и инженерно-психологически изследвания, заложени при проектирането на системата, ограниченията за отделните потребителски профили и имплементираната обработка на резултатите, в това число и статистическа такава.

Ключови думи: инженерна психология, човеко-машинни системи за управление, обработка на информация, психометрия

DESIGN OF AUTOMATIC DATA PROCESSING SYSTEM FOR ENGINEERING-PSYCHOLOGICAL RESEARCH - PART 1

Kiril Borisov, Desislava Stoitseva-Delicheva

Abstract: All engineering-psychological studies and their results' interpretation and statistical analysis are difficult and extremely time-consuming. That makes development of automatic data systems an effective procedure. The paper is focused on the design of such a system, its capabilities for planning different social, psychological or engineering-psychological research, its user profiles' limitations and the implemented results analysis including statistical data processing.

Keywords: engineering psychology, human-machine control systems, data analysis, psychometrics

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Човекът-оператор като звено в системите за управление е от особен интерес за научната общност, поради факта че с увеличаване автоматизацията на технологични процеси, неговите характеристики се явяват основен рисков фактор в производствените системи. За оценка качествата на човека-оператор, изготвяне на програма за повишаване неговата квалификация и супервизиране изпълнението на тази програма, все повече се разчита на методи и похвати от психологията. Инженерно-психологическите изследвания са трудоемко и отнемащо значително време занимание, не само като планиране и подготовка на експеримента, но и като провеждане на самото изследване. Последващата обработка на получените резултати и извеждане на заключения за всяка изследвана група (в зависимост от факторите, които се изследват и различните условия, при които се провеждат експериментите), също е свързано със значителни по обем изчислителни процедури, които обаче могат да бъдат автоматизирани. Поради изброените по-горе особености на инженерно-психологическите изследвания, се налага намирането на решения, облекчаващи работата на експериментатора и улесняващи участието на човека-оператор, обект на изследване, което би стимулирало неговата готовност за участие в различни инженерно-психологически изследвания (когато те не са от задължителен характер за него, във връзка с изпълняваната от него дейност, а за чисто научно-изследователски цели).

Едно такова възможно решение е изграждането на интернет-базирана платформа за отдалечено провеждане на инженерно-психологически изследвания и последваща автоматична обработка на резултатите от проведените изследвания, както и извеждане на заключения на база статистическа обработка на данните. Такава платформа би позволила на човека-оператор, участващ доброволно в едно такова изследване с научно-изследователска насоченост, и не само, да проведе самото изследване в удобно за него време, в комфорта на своя дом или в условия, специфични за провежданото изследване. Друго предимство на платформата е възможността за едновременното обследване на голям брой участници в изследването, както и едновременното провеждане на множество различни изследвания от една или различни изследователски групи. Удобство е и възможността на всеки изследователски екип да планира собственото си инженерно-психологическо изследване - от съставянето на потребителски генерирани психологически въпросници (с известни ограничения, гарантиращи запазването надеждността на теста), възможност за пълна свобода при генерирането на анкети, до последващата статистическа обработка на данните и оформлението им във вид подходящ за презентиране на резултатите и изводите от проведеното изследване.

Целта на настоящата публикация е да представи основни моменти от проектирането на интернет-базирана платформа за отдалечено провеждане на инженерно-психологически изследвания и автоматична обработка на резултатите от тях.

2. ЕТАПИ ПРИ РАЗРАБОТВАНЕ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНО СОФТУЕРНО РЕШЕНИЕ

Разработването на специализирано софтуерно решение, каквото е предлаганата интернет-базирана платформа за дистанционно провеждане на инженерно-психологически изледвания, преминава през няколко основни етапа [1] (фиг. 1):

 етап на планиране – представлява детайлно обмисляне на ключовите проблеми, чието решение се търси, дефиниране на основните функционалности на системата, изисквания към потребителския интерфейс, функционални и нефункционални изисквания;

- етап на проектиране свързан е с избор на технически решения за изпълнение на възложените при планирането функционалности, изграждане на софтуерната архитектура;
- възлагане изпълнението на поставените задачи на екип разработчици на софтуер;
- етап на интегриране на новосъздадената система към вече съществуващи такива;
- етап на тест и проверка на съвместимостта на новоизградената система и работата на всички нейни подсистеми, както и тестване работата на заложените при проектирането ѝ функционалности;
- оценка на резултатите от внедряването на новото софтуерно решение тази оценка служи и за по-нататъшно планиране на евентуално разширение на функционалностите на разработената система.



Фиг.1. Етапи на разработване на специализирано софтуерно решение

В настоящата публикация се разглеждат въпросите от първия етап, този на планиране разработването на софтуерна платформа за подпомагане провеждането на инженерно-психологически изследвания и последваща автоматична обработка на резултатите. Ще бъдат разгледани различните потребителски профили, техните права при работа с платформата, възможностите за планиране на изследванията (съставянето на въпросници и анкетни карти), както и предвиждащата се обработка на резултатите и статистически анализ на данните.

3. ПОТРЕБИТЕЛСКИ ПРОФИЛИ, ОСНОВНИ ФУНКЦИОНАЛНОСТИ И АВТОМАТИЧНА ОБРАБОТКА НА РЕЗУЛТАТИТЕ

Огромна част от провеждането на инженерно-психологически изследвания е свързана с обработката на резултатите от избрания набор от въпросници, поради факта, че всеки въпросник разполага с ключ към него, който дава връзката между съответните въпроси и резултатната подкатегория – извод от проведе-

ното изследване. Процедурата по провеждане на изследване има структурата показана на фиг.2, където е видим и един от най-често използваните формати на ключовете.



Фиг.2. Елементи на въпросник

Този тип въпросници и ключове са изключително удобни за автоматизирана обработка, поради възможността за лесно съставяне на релационна база данни. Проектираната платформа е предназначена освен за дистанционно провеждане, също така и за дистанционно планиране на инженерно-психологически изследвания. Това предполага тя да разполага с набор от такива тестове. За да отговаря на тези изисквания, се предвижда създаването на три основни типа потребителски профили – администраторски, изследователски и профил на обекта на изследване (потребителски профил с изключително ограничени права, задаващи се от изследователския профил).

Администраторският профил има пълни права при работа със системата. От него могат да се въвеждат утвърдени психологически въпросници и ключове към тях, да се правят софтуерни изменения на системата, да се създават/изтриват изследователски профили, да се извежда информация за всички провеждащи се изследвания от различните изследователски групи (изследователски профили), да се правят статистически анализи на база на цялата събрана до момента информация в базата данни (от всички проведени до момента инженернопсихологически изследвания, независимо от коя изследователска група са проведени). На настоящия етап този тип профил е запазен за екипа разработчици на платформата. От него, също така, се генерират изследователски профили.

Изследователските профили са предназначени за управление на дадено инженерно-психологическо изследване от страна на дадена изследователска група. От този тип профил могат да бъдат генерирани предварително зададен брой профили за обекти на изследване и пароли към тях. През този профил изследователската група има достъп до съществуващите в системата утвърдени психологически въпросници и може да делегира достъп на всеки от генерираните профили за обект на изследването до избрани от него един или повече такива въпросници, както и да даде разрешение дали съответният профил за обект на изследване да вижда резултати от категоризирането му при попълването на съответния въпросник. След попълване на въпросник от страна на обекта на изследване, изследователският профил има достъп и до резултатите от автоматичната обработка на ключа на теста. Също така, от този тип профил, след събирането на данните от провеждането на даденото изследване, потребителят може да посочи какъв тип статистически анализ желае да получи, от заложените в системата такива и съответно да види резултатите от него, както и да ги експортира в удобен за него формат, за по-нататъшни цели.

Профилът на обекта на изследване е с изключително ограничени права, изцяло зададени му от изследователския профил. Потребител, използващ такъв тип профил, може да влезе в него с предоставената му парола, да попълни видимите за него въпросници и евентуално, ако е разрешено от изследователския профил, да разбере резултатите само от собственото си тестуване.

4. СТАТИСТИЧЕСКА ОБРАБОТКА НА ДАННИТЕ

Когато се говори за инженерно-психологически изследвания, статистическата обработка на резултатите най-често се свежда до статистически анализ на връзките между един или два признака, наричани фактор и резултат. Ако на всяка стойност на признака фактор съответства точно определена стойност на признака резултат, то връзката между тях е функционална. Ако освен изследвания фактор върху резултата действат и други фактори, то връзката е корелационна. Статистическите методи се използват за анализ на корелационни връзки, като при установяването им се изгражда модел, в който се отразяват основните закономерности на изследваната връзка.

Признаците фактор и резултат могат да бъдат качествено и количество оценени, като са възможни комбинации между тях [3]. За изследване на връзки, когато и двата признака са оценени качествено се използват условни разпределения по редове и колони. Ако тези разпределения се различават помежду си, то е налична връзка между двата признака. При еднаквост, липсва връзка между признаците. Поради трудност при директното сравняване на условните разпределения ния, се работи с относителни честоти по редове $\pi_{j/i}$ и такива по колони $\pi_{i/j}$. Об-

щият вид на двумерно разпределение е даден в табл.1, където:

x_j е конкретно значение на признака фактор;

у_і е конкретно занчение на признака резултат;

 f_{ij} е броят на единиците (честотата) в *i*-тия ред и *j*-тата колона;

 $f_{i\bullet}$ е сумата на честотите в *i*-тия ред;

 $f_{\bullet j}$ е сумата на честотите в *j*-тата колона;

N е общият брой на наблюдаваните единици;

г е броят на редовете (без сумарния ред);

с е броят на колоните (без сумарната колона).

					таолица т
Резултат	Фактор			Общо	
	<i>x</i> ₁	<i>x</i> ₂		x_c	
<i>y</i> 1	f_{11}	f_{12}		f_{Ic}	$f_{I}\bullet$
<i>y</i> 2	f_{21}	f_{22}		f_{2c}	$f_{2\bullet}$
<i>y</i> _r	f_{rl}	f_{rl}		f_{rc}	$f_{r\bullet}$
Общо	$f_{\bullet 1}$	$f_{\bullet 2}$		$f_{ullet c}$	N

Относителните честоти се изчисляват по зависимостите (1) и (2):

$$\pi_{j/i} = \frac{f_{ij}}{f_{i\bullet}}, (j = \overline{1, c})$$
(1)

$$\pi_{i/j} = \frac{f_{ij}}{f_{\bullet j}}, (i = \overline{1, r})$$
(2)

При изследването на връзки, със статистическите методи се решават три основни задачи:

- Установяване на наличие или лиспа на връзка между фактора и резултата;
- Установяване на посока на връзката как се изменя резултатът, когато факторът се увеличава. В случай, че при нарастване на фактора се увеличава и резултатът, има еднопосочна (права) връзка. Ако при увеличаване на фактора, стойностите на резултата намаляват, има разнопосочна (обратна) връзка. Когато факторът се увеличава, а резултатът няма строго поведение, т.е. ту се увеличава, ту намалява, връзката няма посока;
- Измерване на силата на връзката. Това е особено важно от практическа гледна точка, защото в практиката могат да се използват само силните връзки.

Един от измерителите за установяване на силата на връзката е φ^2 (фи-квадрат), който може да се представи със зависимостта (3):

$$\varphi^2 = \frac{\chi^2_{EM}}{N} \tag{3}$$

където:

$$\chi_{EM}^{2} = \sum \sum \frac{(f_{ij} - \hat{f}_{ij})^{2}}{\hat{f}_{ij}}$$
(4)

$$\hat{f}_{ij} = \frac{f_{i\bullet}f_{\bullet j}}{N} \tag{5}$$

За удобство при изчисляването може да се използва и друга зависимостта (6) за ϕ^2 :

$$\varphi^{2} = \sum \sum \left(\frac{f_{ij}^{2}}{f_{i\bullet} f_{\bullet j}} \right) - 1 = \sum \sum (\pi_{j|i} \pi_{i|j}) - 1$$
(6)

 φ^2 зависи само от относителните честоти по редове и по колони, следователно може да се изпозва самостоятелно като измерител за силата на връзката [4]. Недостатъкът му е, че се изменя в интервала от 0 до min[(r – 1);(c – 1)] и горната му граница е плаваща. За да се избегне това, се изчислява коефициентът на Крамер (V). Коефициентът на Крамер е нормиран в границите от 0 до 1. Колкото стойността му е по-близка до 0, толкова връзката е по-слаба, а колкото е по-близка до 1, толкова връзката е по силна [5].

Статистическите наблюдения най-общо могат да бъдат разделени на два вида – изчерпателни наблюдения, при които са известни точните стойности на параметрите в генералната съвкупност и тогава не е необходимо дефинирането на хипотези, които да бъдат доказвани или отхвърляни и извадкови наблюдения. При вторите няма да са известни стойностите на $\pi_{j/i}$ и $\pi_{i/j}$, а само техните оценки $p_{j/i}$ и $p_{i/j}$, поради което се налага да се дефинира и провери статистическа хипотеза за установяване наличие или липса на връзки.

Проверката на статистически хипотези включва дефинирането на две хипотези – нулева H_0 (хипотеза за нулев ефект, т.е няма връзка между двата признака) и алтернативна H_1 (всяка хипотеза различна от нулевата).

За проверка на алтернативната хипотеза се използва критерият χ^2 , изчислен по (4), като за опростяване на изчислението може да се използва формулата за χ^2_{EM} :

 $\chi^2_{EM} = n. \varphi^2$ (7) Методите за изследване на връзки зависят от това какъв е видът на фактора (дали е качествен или количествен) и какъв е видът на резултата (качествен или количествен). В табл.2 са представени всички възможни комбинации и основните методи.

Когато признакът фактор е дихотомен, проверката се свежда до проверка за равенство на средните аритметични в две генерални съвкупности.

Когато признакът фактор има повече от две значения, за проверка на хипотезата се използва различен подход основан на измерителите за разсейване, който се нарича дисперсионен анализ.

Дисперсията е втората степен на стандартното отклонение. Числителят на дисперсията се нарича девиация.

При анализа на връзки между качествен фактор и количествен резултат се изчисляват три девиации:

- обща девиация тя е измерител на общото разсейване на резултата, дължащо се на всички възможни фактори;
- междугрупова девиация измерител на разсейването, дължащо се на влиянието на изследвания фактор;
- вътрешногрупова девиация мери разсейването, дължащо се на всички останали фактори, които не са включени в анализа.

Таблица 2

		Резултат		
		Качествен	Количествен	
	Качествен	Хи-квадрат	Дисперсионен анализ	
фактор/и	Количествен	Класификационни дървета	Регресионен/ Корелацио- нен анализ	
	Комбиниран	Класификационни дървета	Класификационни дървета	

Съотношението между междугруповата и вътрешногруповата девиация стои в основата на коефициентите на определеност и неопределеност, защото коефициентът на определеност е отношение на междугруповата към общата девиация, а коефициентът на неопределеност е отношение на вътрешно-груповата към общата девиация. Всяка от девиациите има свои степени на свобода. Ако девиациите се разделят на съответните им степени на свобода, се получават оценките на дисперсиите – на междугруповата дисперсия и на вътрешногруповата дисперсия.

Когато и факторът са количествени признаци, при анлиза на връзките подходът не се основава на анализ на условните разпределения, а на моделирането на връзката. Понеже се разглеждат корелационни връзки, моделът е регресионен и има вида (8):

$$y = f(x) + \varepsilon , (8)$$

където ε се нарича случаен компонент. Наличието на случаен компонент показва, че е възможно при една и съща стойност на признака фактор да се получат различни стойности на признака резултат. Определяне видът на f(x) става чрез използването на теоретичен модел на връзката или ако такъв липсва, чрез извличане на модел от разполагаемите експериментални данни.

Когато има наличие на комбинация между количествен и качествен фактор и качествен или количествен резултат за изследване на връзките се използва методът на класификационните дървета, който е създаден, за да решава познавателния проблем "вземане на решение в условия на риск". Впоследствие методът е адаптиран за изследване на връзки, тъй като позволява да се изследва връзка, когато резултатът е качествен признак и факторите са разнообразни, в комбина-

ция помежду си. Ако факторите са качествени, методът не просто търси връзка между фактор и резултат, а и окрупнява категориите на фактора, така че да се постигне най-силната възможна връзка. Методът първо открива факторите, които влияят и отстранява тези, които не влияят и второ – подрежда ги по важност. Друго предимство на приложението на метода е това, че разделяйки съвкупността, могат да се получат т.нар. "таргет-групи"- групи, в които признакът резултат има най-високата си стойност - положителна целева група и, съответно групи, в които признакът резултат има най-ниската си стойност - отрицателна целева група. Това позволява да се идентифицират конкретни групи, в които трябва да се въздейства. Идентифицирайки отрицателната целева група, се установява кои са тези хора, които са уязвими и може да се приложи някакво въздействие спрямо тях, за да се подобри тяхното положение. Идентифицирайки и положителната целева група ще се даде възможност да се видят добри практики. След като се установи, че някои са много добре, трябва да се види защо това е така и да се използва, за да се повиши представянето на отрицателната целева група.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Автоматизираното събиране и автоматичната обработка на данни са мощен инструмент в помощ на изследователски проучвания от различни области на науката – от изследването на инженерни системи до изучаването на социални такива и комбинацията от тях. Предложената система имплементира добрите практики при изграждането на такъв тип системи, като предлага висока функционалност и минимална възможност за грешка при планирането и провеждането на инженеро-психологически изследвания. Предвижда се платформата да бъде непрекъснато допълвана с утвърдени инженерно-психологически въпросници, според нуждите и търсенето на изследвотелските групи, както и да бъде надграждана поетапно по отношение на статистическия анализ от обработката на данни.

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от вътрешния конкурс на ТУ – София - 2018 г., по проект № 181ПР0004-08, дейност научни проекти "Перспективни ръководители", на тема "*Разработване на интернет-базирана платформа за дистанционно провеждане на психо-инженерни изследвания и автоматична обработка на информацията"*.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Taylor, R., N. Medvidović, E. Dashofy . *Software Architecture: Foundations, Theory*, and Practice, John Wiley and Sons, 2009.

[2] Величкова, Н. Статистически методи за изучаване и прогнозиране развитието на социално-икономически явления. "Наука и изкуство", 1981

[3] Харалампиев, К. Въведение в основните статистически методи за анализ, ИК "Балон", 2012

[4] Boniface, David R. *Experiment Design and Statistical Methods For Behavioural and Social Research*. Chapman and Hall/CRC, 1994

Автори: Кирил Борисов, докторант, кат. "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kiril.p.borisov@tu-sofia.bg*; Десислава Стоицева-Деличева, гл. ас. д-р, кат. Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *stoitseva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г. Рецензент: Доц. д-р Весела Карлова-Сергиева

ОСОБЕНОСТИ ПРИ ПЛАНИРАНЕ И ПРОВЕЖДАНЕ НА ИНЖЕНЕРНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКИ ИЗСЛЕДВАНИЯ С ПОМОЩТА НА АВТОМАТИ-ЗИРАНА СИСТЕМА ЗА СЪБИРАНЕ И ОБРАБОТКА НА ДАННИ

Кирил Борисов, Десислава Стоицева-Деличева

Резюме: Провеждането на инженерно-психологически изследвания и обработката на резултатите от тяхното провеждане е трудоемък и времеемък процес. Това налага разработването на автоматизирани системи за събиране и обработка на информацията. Концепцията на една такава система за отдалечено провеждане на инженерно-психологически изследвания и автоматична статистическа обработка на информацията, е представена в настоящата разработка, като е акцентирано върху планирането на потребителско инженеро-психологическо изследване, изискванията при избора и съставянето на психологически въпросници и анкетни карти.

Ключови думи: инженерна психология, човеко-машинни системи за управление, обработка на информация, психометрия

PLANNING ENGINEERING-PSYCHOLOGICAL RESEARCH USING AUTOMATIC DATA PROCESSING SYSTEM

Kiril Borisov, Desislava Stoitseva-Delicheva

Abstract: All engineering-psychological studies and their results' interpretation and statistical analysis are difficult and extremely time-consuming. That makes development of automatic data systems an effective procedure. The paper is focused on the basic concept of a distant engineering-psychological studies and automatic statistical data evaluation system. The accent is on planning of consumer's engineering-psychological studies, requirements when choosing standartised psychological questionaires and designing user-defiened questionaires.

Keywords: engineering psychology, human-machine control systems, data analysis, psychometrics

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Човекът и взаимодействието му със заобикалящия го свят са обект на интерес от най-дълбока древност до наши дни. В контекста на съвременния високотехнологичен свят този интерес придобива изключително интердисциплинарен характер. За оценка качествата на човека-оператор, изготвяне на програма за повишаване на неговата квалификация и супервизиране изпълнението на тази програма все повече се разчита на методи и похвати от психологията. Инженерно-психологическите изследвания са трудоемко и отнемащо значително време занимание, не само като планиране и подготовка на експеримента, но и като провеждане на самото изследване. Последващата обработка на получените резултати и извеждане на заключения за всяка изследвана група (в зависимост от факторите, които се изследват и различните условия, при които се провеждат експериментите), също е свързано със значителни по обем изчислителни процедури, които обаче могат да бъдат автоматизирани. Поради изброените по-горе особености на инженерно-психологическите изследвания, се налага намирането на решения, облекчаващи работата на експериментатора и улесняващи участието на човека-оператор, обект на изследване, което би стимулирало неговата готовност за участие в различни инженерно-психологически изследвания (когато те не са от задължителен характер за него, във връзка с изпълняваната от него дейност, а за чисто научно-изследователски цели).

Едно такова възможно решение е изграждането на интернет-базирана платформа за отдалечено провеждане на инженерно-психологически изследвания и последваща автоматична обработка на резултатите от проведените изследвания. Такава платформа позволява на човека-оператор, участващ доброволно в инженерно-психологическо изследване с научно-изследователска насоченост, и не само, да проведе самото изследване в удобно за него време, в комфорта на своя дом или в условия специфични за провежданото изследване. Друго предимство на платформата е възможността за едновременното обследване на голям брой участници в изследването, както и едновременното провеждане на многобройни различни изследвания от една или различни изследователски групи. Удобство е и възможността на всеки изследователски екип да планира собственото си инженерно-психологическо изследване - от съставянето на потребителско генерирани психологически въпросници (с известни ограничения, гарантиращи запазването надеждността на теста), възможност за пълна свобода при генерирането на анкети, до последващата статистическа обработка на данните и оформлението им във вид подходящ за презентиране на резултатите и изводите от проведеното изследване.

В настоящата публикация са представени особеностите при провеждането на психологически изследвания от гледна точна на инженерната психология, на условията на които трябва да отговаря всеки психологически тест и потребителски генерирана анкета, както и най-често използваните видове експериментален дизайн за поведенчески и социологически приложения, заложени в представяната платформа за отдалечено провеждане и автоматична обработка на резултатите от инженерно-психологически проучвания.

2. ПЛАНИРАНЕ НА ИНЖЕНЕРНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКО ИЗСЛЕДВАНЕ

Основна функционалност на представяната платформа за отдалечено провеждане на инженерно-психологическите изследвания и последваща автоматична обработка на резултатите, е възможността за планиране на напълно потребителско генерирано (в качеството на изследователска група) проучване. Планирането на такъв тип изследвания най-общо включва ясно дефиниране на работната хипотеза, дефиниране на променливите (зависими и независими), избор на дизайн, определяне големината на извадката и вид на анализа, който трябва да се извърши на база на събраните резултати (фиг.1) [1].



Фиг.1. Планиране на инженерно-психологическо изследване

В психологията, и в частност в инженерната психология, се работи с два основни вида дизайн – експериментален дизайн, който може да бъде лабораторен, полеви или квазиексперимент (в зависимост от условията, в които се провежда), и психологически изследвания, които могат да бъдат срезови и лонгитюдни (в зависимост от продължителността на изследването) [2,3]. В разработената система е дадена възможност за използването и на двата вида дизайн. От особен интерес е експерименталният дизайн, който може да бъде междугрупов (between subject), при който сравнението е по отношение на зависимата променлива, при една и съща независима променлива, като респондентите са разделени в групи, поставени при различни условия; и интрасубектен (within subject) – респондентите са обединени в една група, която последователно се изследва при поставяне в различни условия (фиг.2).





Самите експерименти могат да бъдат еднофакторни и многофакторни. Еднофакторните експерименти дават възможност за извеждане на заключение по отношение на една зависима променлива. В инженерната психология многофакторните експерименти се свеждат до двуфакторни такива, тъй като експеримент с повече от 2 зависими променливи се счита за неинтерпретируем от психологията, поради наличието на корелация между отделните зависими променливи.

3. ИНЖЕНЕРНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКИ ВЪПРОСНИЦИ И АНКЕТНИ КАРТИ – УСЛОВИЯ ЗА ПОТРЕБИТЕЛСКОТО ИМ ГЕНЕРИРАНЕ В СИСТЕМАТА

Тестологията, както вече беше споменато, е интердисциплинарна наука за създаване на научнообосновани измервателни диагностични методики [4]. Психологическите тестове са научен метод за изследване на определени качества на личността, който се провежда при определени условия, има конкретна и ясно дефинирана, научнообоснована цел, създаден според утвърдени изисквания, като резултатите от проведеното тестово изследване се оценяват числово и се сравняват с предварително създадени норми (установени чрез статистически анализ на голям брой индивиди). Инженерно-психологическите тестове трябва да отговарят на следните изисквания (фиг.3):



Фиг.3. Изисквания към психологическите въпросници

- Да измерват ясно дефинирани резултати, съответстващи на поставените цели;
- Да обхващат достатъчно голяма представителна извадка, позволяваща оформянето на обективен анализ;
- Да са достатъчно надеждни коефициент на надеждност, който показва доколко айтъмите са съгласувани около някаква определена цел – измерване на даден, предварително обособен конструкт. Надеждността се установява обикновено посредством пресмятане на различни коефициенти на вътрешна съгласуваност, най-известният от които е коефициентът алфа на Кронбах (Cronbach's α). Освен това за надеждността на скалата е важно дали при равни условия тя дава едни и същи резул-

тати на финала. Това става чрез test и re-test. Въпросникът се дава на една група (test) и след известно време същият въпросник се дава на същата група (re-test) – средната стойност трябва да е приблизително еднаква [1];

- Обективност това е степента на независимост на провеждането на инженерно-психологическия тест и на резултатите от това провеждане, от автора на самия тест. Проверява се чрез провеждане на даден инженерно-психологически тест от двама различни изследователи върху едно и също лице;
- Валидност показва степента на точност, с която измерва изследваната величина. За оценка на валидността се прави съпоставка между измерените резултати и предварително определен вътрешен критерий (нормативно изискване, резултати от изследвания и т.н.). Прави се съпоставка с с новия въпросник. Ако има висока корелация между двете, това означава, че новият инструмент е с висока степен на валидност;
- Сравнимост показва възможността резултатите от един тест, проведен при еднакви условия върху различни тестови групи, да бъдат сравнявани помежду си и въз основа на тях да се правят изводи и да се вземат управленски решения;
- Икономичност оценява се въз основа на разходите за създаване на теста, времето за провеждането му и проверка и обработка на резултатите от тестирането. Тук може да се говори и за икономическа ефективност на изследването, което представлява баланс между цената за провеждане на изследването и големината на представителната извадка;
- Релевантност свързано е с конкретно поставените цели;
- Балансираност на теста.

Съществуват най-различни класификации на тестовете, по различни признаци [5,6]. Опит за обобщение е показан на фиг.4.

Поради факта, че психологическите тестове са опит за обективно, но най-вече стандартизирано измерване на част от поведението, което се провежда върху малка, но внимателно подбрана група от хора, в разработената платформа за дистанционно провеждане на инженерно-психологически изследвания е дадена възможност за потребителско генериране на комбинация от психологически въпросници, но не и комбинации от отделни айтеми от различни въпросници.

За да се осигури, обаче, допълнителна функционалност на платформата, е предвидено създаването на потребителски анкетни карти за провеждане на различни по вид изследвания и проучвания, според нуждите на изследователските групи.



Фиг.4 Класификация на видовете тестове

Статистически анкетни карти се съставят с цел събиране на информация за статистически съвкупности, като се задават последователни въпроси, на които респондентите дават отговор от ограничен кръг възможни отговори. Най-често се измерват отделни характеристики на респондентите – пол, възраст, образование, предпочитания, поведение, нагласи [7]. При съставянето на статистически въпросници също трябва да се спазват определени правила, като [8,9]:

- кратко и ясно обяснение на целта на проучването;

- ясно указание за попълване на въпросника и отделните въпроси в него;

- въпросите, които се задават да дават информация за постигане целите на проучването;

- кратки и ясни въпроси, съотвестващи на познавателните възможности на анкетираните;

- въпросите да предполагат лесен отговор, така че да не се налага анкетираният да се замисля над въпроса;

- по отношение на вида на въпросите ограничение няма – те могат да бъдат затворени, отворени, оценъчни, с един възможен отговор или с много възможни отговори.

4. МЕЖДУНАРОДНИ ПРАВИЛА ЗА ИЗПОЛЗВАНЕ НА ТЕСТОВЕ

Когато става дума за провеждане на психологически, инженерно-психологически или чисто статистически изследвания, е необходимо да се спомене, че съществуват така наречените международни правила за употреба на тестове, които се актуализират периодично от изледователската общност. В себе си те съдържат дефиниции за професионално и етично поведение, разглеждат усло-

вията за компетентност при използването на тестове от изследователите, дефинират поемането на отговорност при използването им [10]. Отделено е внимание на коректната практика при употребата на тестове, включваща оценка за потенциалната полезност на тестирането, избор на технически благонадеждни тестове, подходящи за конкретната ситуация, безпристрастност на тестирането, провеждане на коректно тестиране, точно и ясно представяне на резултатите на заинтересованите страни и др.

Отделено е място и на правила за обща политика в областта на тестирането, както и основни принципи при подготовката на тестово изследване на лица с увреждания.

Основен момент в документа са и правилата за превод, адаптация и стандартизация на психологически тестове, важен елемент при които е изготвянето на т.нар. "норми". Това са референтни стойности, които се получават след като голям брой хора – т.нар. стандартизационна (нормативна) извадка от съответната страна, попълнят теста и се извърши статистически анализ на техните отговори. Участниците в стандартизационната извадка са на различна възраст, с различно образование, пол, от различни населени места в страната и т.н. Спрямо тях именно, специалистът съпоставя резултатите на своя респондент по съответния тест и само така може да е сигурен, че интерпретацията му е адекватна за съответната държава [11].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Автоматизираното събиране и автоматичната обработка на данни са мощен инструмент в помощ на изследователски проучвания от различни области на науката – от изследването на инженерни системи до изучаването на социални такива и комбинацията от тях. Предложената система имплементира добрите практики при изграждането на такъв тип системи, като предлага висока функционалност и минимална възможност за грешка при планирането и провеждането на инженерно-психологически изследвания.

В заключение трябва да се отбележи, че настоящата статия представя работата по етап от проект № 181ПР0004-08, по дейност научни проекти "Перспективни ръководители", с тема "*Разработване на интернет-базирана платформа за дистанционно провеждане на психо-инженерни изследвания и автоматична обработка на информацията"*, към Технически университет – София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Crano, W., M. Brewer. *Principles and Methods of Social Research*. LEA Publishers, 2002

[2] Goodwin, J. *Research in Psychology. Methods and Design*. Sixth Edition. Wiley, 2010

[3] Rodelberg, S. (ed.) *Handbook of Research Methods in Industrial and Organizational Psychology.* Blackwell Publishing, 2004

[4] Каплан, Р., Д. Сакъзо. *Психологическо тестиране*. Изток-Запад, ISBN - 9786191521807, 2013.

[5] Wickens, Chr., J. Hollands, S. Banbury, R Parasuraman. *Engineering psychology and human performance*. Routledge, ISBN 9780205021987, 2016.

[6] Касянов, С., *Енциклопедия психологически тестове*. Фабер, ISBN 954954186X, 2001

[7] Czaja, R., J. Blair. *Designing surveys: a quide to decisions and procedures. Thousand Oaks*, 1996

[8] Dillman, D. *Mail and internet surveys:the tailored design method*. Wiley, 2000

[9] Salant, P., D. Dillman. *How to conduct your own survey*. Wiley, 1994

[10] Правила за използването на тестове на Международния тестов комитет (МТК): Българска версия, 2000

[11] Cohen, R., M. Swerdlik. *Psychological Testing and Assessment*. McGraw Hill, International Edition, 2010

Автори: Кирил Борисов, докторант, кат. "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kiril.p.borisov@tu-sofia.bg*; Десислава Стоицева-Деличева, гл. ас. д-р, кат. "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *stoitseva@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Весела Карлова-Сергиева

МИКРОПРОЦЕСОРНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА ОЦЕНИТЕЛ НА ЪГЛОВА ПОЗИЦИЯ КАТО ЧАСТ ОТ СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА СКОРОСТТА НА СИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ

Камен Христов

Резюме: В настоящата работа софтуерно е реализиран оценител на ъглова позиция на ротора в система за управление на скоростта на синхронни двигатели с постоянни магнити, експериментално са изследвани възможностите му за работа на празен ход и под товар и са представени опитни данни за грешката на оценяване. Апробацията е направена с развойната система TMDS1MTRPFCKIT.

Ключови думи: безсензорно управление, синхронни електродвигатели, оценител на ъглова позиция

MICROPROCESSORY REALISATION OF ANGULAR POSITION ESTIMATOR AS A SEGMENT OF SYSTEM FOR SENSORLESS VELOCITY CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES

Kamen Hristov

Abstract: In this work is made a software realization of estimator of angular position of the rotor of system for sensorless control of synchronous machines with permanent magnets, experimentally are reviewed its capabilities for working under load and no load and there are shown experimental data of the estimation error. The research work is made on the development system TMDS1MTRPFCKIT. **Keywords:** sensorless control, synchronous machines, angular position estimator

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В световен мащаб управлението на скоростта на синхронни електрозадвижвания се дели на две направления – безсензорно и сензорно. Безсензорното управление на скоростта има предимства като намаляване размерите и цената на машината, липсата на енкодер или тахогенератор. Този тип управление може да се реализира чрез използването на различни методи, чиято сложност в се определя от необходимия диапазон на регулиране на задвижването и изискванията към точността на измерване на скоростта. Един от подходите за безсензорно управление е прилагане на наблюдател, използващ алгоритъм за оценка на скоростта [1], [2]. Информация за скоростта може да се получи от тока и напрежението. Добиването на тази информация се постига посредством използването на различни подходи. Най-често срещани са: разширен филтър на Калман, адаптивен наблюдател на потокосцеплението, наблюдател от хлъзгащ тип [3], [4], [7]. Сензорното управление на скоростта най-често се осъществява с датчик на Хол, който представлява преобразувател, изменящ изходното си напрежение в резултат на промяна на магнитното поле. Датчиците на Хол са разположени във въздушната междина на двигателя. Въртящото се магнитно поле създава в тези датчици съответни сигнали, които може да се използват за определяне на роторното потокосцепление и скоростта на въртене на двигателя. Използването на датчици на Хол за оценка на позицията на ротора има някои недостатъци като висока себестойност, недостатъчна надеждност и термозависимост [1], [5].

В съвременните системи за електрозадвижване често срещан избор на инструмент за управление е микропроцесорното управление. Широко приложимо е тъй като дава възможности за следене и верифициране на голям набор от параметри на системата и позволява управление на сигнали и процеси в реално време. Използваната развойна среда TMDS1MTRPFCKIT дава възможност за реализация на два типа управление – безсензорно управление, реализирано чрез наблюдател от хлъзгащ тип на противо-ЕДН и скоростта на ротора и управление с датчици на Хол, като реализацията се извършва като от датчиците се взема информация за ъгловата позиция на роторното потокосцепление.

Принципна схема на системата за електрозадвижване със синхронен електродвигател, затворени обратни връзки по ток и скорост е показан на схемата (фиг.1). Вътрешният контур затваря обратната връзка по ток чрез блоковете за изчисляване на фазното напрежение и за права трансформация на Парк. Външният контур затваря обратната връзка по скорост чрез блоковете за права трансформация на Кларк, оценител на ъгловата позиция на ротора и изчислител на скоростта.



Фиг.1. Блокова схема на системата за безсензорно управление

Задължително условие при управлението с ориентация по полето е стойността

на i_{sdref} да бъде винаги равна на нула. Целта е при поддържане на стойността на тази променлива и промяна на стойността на i_{sqref} да се постигне максимален момент. Промяната на скоростта, се извършва чрез изменение на стойността на заданието за скорост ω_r^* . Променливата ω_r^* може да приема и отрицателни стойности, което позволява лесно реверсиране на двигателя. Особеност на синхронните двигатели с постоянни магнити е, че при ниски скорости отработват сигналите на стъпки (стъпков режим) [4],[6].

На входа на ПИ регулатора на скорост се подава разсъгласуването между заданието за скорост и стойността на изчислената реална скорост на двигателя. Изходният сигнал (i_{sqref}) се сравнява с единия от изходните сигнали на блока, в който се извършва трансформацията на Парк (i_{sq}). Изходните сигнали на блока, в който се извършва обратната трансформация на Парк (V_{saref} , $V_{s\beta ref}$), са входни за ШИМ генератора. Изходите на този блок *PWM1*, *PWM2*, *PWM3* входни за инвертора. Другите три изхода на ШИМ генератора *PWM1*, *PWM3*, *PWM5*, са входни сигнали за блока за изчисляване на фазното напрежение [7]. От фазите *a*,*b* на инвертора се взимат информационни сигнали i_{sa} , i_{sb} , които са необходими за извършване на правата трансформация на Кларк. Изходните сигнали i_{sa} , $i_{s\beta}$, са входни сигнали за блока за оценка на ъгловата позиция на ротора, както и за блока за трансформация на Парк.

Целта на настоящата разработка е да се проверят възможностите на развойната платка при прилагане софтуерно реализиран оценител на ъгловата позиция на ротора.

2. НАБЛЮДАТЕЛ ОТ ХЛЪЗГАЩ ТИП И СОФТУЕРНОТО МУ ПРИЛО-ЖЕНИЕ

Принципът на работа на наблюдателя е показана на фиг.2. Позицията на ротора и неговият постоянен магнитен поток са неизвестни. Те се определят от обратната връзка по противоелектродвижещо напрежение, което се измерва. Необходима е оценка от наблюдателя използвайки модел, чийто входове са вектори на тока и напрежението. Оцененото противоелектродвижещо напрежение е вътрешна променлива в наблюдателя и се използва за определяне на тригонометрични функции на ъгъла θ . Наблюдателят използва модел, в който коефициентите на тока и напрежението са изчислени спрямо ъгловата скорост [1],[2],[3]. Описанието на наблюдателя представено в уравнение (1.1):

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_{s} = A\hat{i}_{s} + B(v_{s}^{*} - \hat{e}_{s} + z)$$

$$z = ksign(\hat{i}_{s} - i_{s})$$
(1.1)

където матриците A и B са $A = -\frac{R}{L}I_2, B = \frac{1}{L}I_2, L = \frac{3}{2}L_m, L_m$ и R са съответно индук-

тивността и съпротивлението на една статорна намотка, а I_2 е единична матрица с размерност 2x2.



Фиг.2. Блокова схема на наблюдателя.

Инициализация на функцията в програмния език С и в развойната среда Code Composer Studio.

SMOPOS fe1 = SMOPOS_DEFAULTS; SMOPOS fe2 = SMOPOS_DEFAULTS;

Информация за положението на роторния поток се получава от измерените напрежения и токове. Софтуерният модел за оценяване на позицията на роторния поток е базиран модела на наблюдателя от хлъзгащ тип [3],[4],[6].

Изчисляване на позицията на ротора

Оцененият ъгъл на роторния поток се получава от противоелектродвижещото напрежение.

$$e_s = \frac{3}{2} k_e \omega \begin{pmatrix} -\sin\Theta\\ \cos\Theta \end{pmatrix}$$
(1.2)

При вече получено оценено противоелектродвижещо напрежение, оценената позиция на ротора може да се получи от уравнението:

$$\hat{\Theta}_{eu} = \arctan(-\hat{e}_{s\alpha}, \hat{e}_{s\beta})$$
(1.3)

Програмен код за инициализиране на модулите за оценка на ъгловата позиция и изчисляване на скоростта.

// Connect inputs of the SPEED_EST module

speed3.EstimatedTheta = smo1.Theta; speed3.calc(&speed3);

// _____

3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

В разглежданата система реализирана чрез развойната платка TMDS1MTRPFCKIT

и цифров сигнален процесор TMS320F28035 за управляващ сигнал към двигателя се използва сигнал подаван от драйвер от серията DRV8402 на Texas Instruments използвайки пространствена векторна широчинно-импулсна модулация. Два от фазовите токове на двигателя (i_a и i_b) и напрежението на инвертора се измерват посредством АЦП. Това е необходимо, за да се изчислят трите фазни напрежения [8], [9]. Изследваният двигател е от серията синхронни двигатели BLY17 на Anaheim Automation. Конкретният модел е BLY172S с параметри представени в табл.1.

Таблица 1.

	Технически данни на двигателя
Параметри	Стойност
М _п Номинален момент	0.147 Nm
U _n Номинално напрежение	24 V
I _n Номинален ток	2.29 A
ω _n Номинална скорост	418 rad/s
Р _n Номинална мощност	55 W
М _{тах} Максимален момент	0.378 Nm
I _{amax} Максимален ток	11 A
kΦ	0.056
R _a Активно съпротивление	0.8Ω
L _а Индуктивност	1.2 mH



Фиг.3. Развойна платка TMDS1MTRPFCKIT.

При софтуерната реализация на наблюдателя, в работното пространство се дава възможност за следене на сигнали. На фиг.4 и фиг.5 са представени сигнали от изведен графични прозорци на оценителя на ъглова позиция и напрежение на фаза А съответно без товар и при 50% натоварване.



Фиг.4. Изходни сигнали на наблюдателя на позиция и напрежение на фаза А без товар.



Фиг.5. Изходни сигнали на наблюдателя на позиция и напрежение на фаза А при 50% натоварване.

В табл.2 са представени експериментални данни за грешката на наблюдателя при работа на празен ход и натоварване 50% (0.189 Nm)

Таблица 2.

Стоиности на грешката на наолюоателя на позици.				
Задание за ско-	Товарен момент [Nm]	Грешка на наблюдателя [°]		
poст[rad/s]				
100	0	±1,5		
200	0	±1		
400	0	±1		
100	0.189	±1,5		
200	0.189	-0,5 - +1		
400	0.189	-1,25 - +1,25		

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Използваният процесор TMS320F28035 на Texas Instruments в развойната среда TMDS1MTRPFCKIT позволява обработката на задания за работа в реално време. Разглежданата система за безсензорно управление на скоростта прилага подход за управление, използвайки оценител на ъгловата позиция на ротора на базата на наблюдател от хлъзгащ тип, в обратната връзка по скорост (външен
управляващ контур). След проведените експерименти бе установено, че софтуерно реализираният наблюдател на ъглова позиция отработва задания с точност при работа на двигателя на празен ход, както и при 50% натоварване. Експериментално в симулационен режим на работа бе установено, че след три повторения на софтуерния цикъл за определяне на ъгловата позиция на ротора се получава точна оценка с отклонения от порядъка на $\pm 1,5^{\circ}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control" London, 1998

2. M. Hinkkanen, "Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 5, pp. 1033–1040, 2004

3. Hisao Kubota, Kouki Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Transaction on Industry Applications, vol 30, no 5, September/October 1994

4. M. Schroedl, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motors" Elect. Mach. Power Syst., vol. 22, no. 2, pp. 173–185, Mar./Apr. 1994

5. J.R. Hendershot Jr and T.J.E. Miller. "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors", Oxford, U.K.: Magna Physics/Clarendon, 1994

6. P. Pillay, "Modeling simulation and analysis of permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives" Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VI, 1987

7. A. Khurram, "Position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors" Ph.D. dissertation, Michigan State University, East Lansing, MI, 2001

8. Sensorless Field Oriented Control

9. Piccolo Microcontrollers: TMS320F28030, TMS320F28031, TMS320F28032, TMS320F28033, TMS320F28034, TMS320F28035 Data Manual

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

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: Доц. д-р Дочо Цанков



SLIDING MODE CONTROL FOR DC ELECTRIC DRIVE

Roman Voliansky, Nina Volianska, Oleksandr Sadovoi, Yuliia Sokhina

Abstract: The paper deals with the construction of multi-loop control system of DC electric drive. Suggested system is robust, invariant to parametric and coordinate disturbance, and asymptotically stable due to using first order sliding mode control algorithms. Contrary to well-known sliding mode algorithms we propose to use a sliding mode for both goals. At first, we offer to transform dynamic of control object into Brunovsky form by using sliding mode controller. Such transformation allows us to construct a robust and invariant closed loop control system and to form dynamic of the control object. Then, we suggest using sliding mode controller for control of the transformed object. Such approach permits to construct a precise and an asymptotically stable control system. We use the proposed approach for construction current and speed controllers for DC electric drive and proving of our method's benefits by simulation of the constructed system.

Keywords: DC electric drive, *nested sliding mode control*, *asymptotic stability*, *robust control*, *speed and currents controller*,

1. INTRODUCTION

Nowadays sliding mode control is one of the most effective control techniques for linear and nonlinear dynamical objects [1,2]. Sliding modes control strategies and algorithms allow designing a precise robust closed-loop control system which has a minimal transient time. One can explain these unique properties of sliding mode control system by supplying maximal control signal at every moment of control system's operating and changing only its sign but not value [3]. That is why a great interest to sliding modes of the different orders can be found in the modern scientific periodical [4,5]. These publications deal with the development of scientific backgrounds [6], research and study of such kind control systems [7], and their application on different areas of human activity [8,9].

2. DESCRIPTION OF THE PROBLEM

Despite of their usage in wide range applications, sliding mode control systems do not well developed for the class of a multi loop control system. One can explain this fact by a mutual influence of sliding modes in one loop to another one. Sometimes this influence can cause decrease of sliding mode frequency and appear chatering of controlled state space variables. In a few cases sliding mode breaks and control system gets uncontrolled dynamics. Above-mentioned factors can damage industrial equipment and cause an accident. That is why design of multi loop control system with relay controllers are very important problem. We suggest to solve this problem by using nested control algoritm [10] each of them detached by reference model which define dynamic of relative control loop.

Our paper content is written thus. First, we show ways of problem solution in a general way by given some backgrounds on design one loop sliding mode control system with transformation of control object into desired form. Then we give comcommon recommendation about construction of multi loop control system. After that, we consider a design of current and speed controllers for DC electric drive and approve our approach by simulation results. At last, we make some generalization about structure of designed control system and give the conclusion.

3. PROBLEM SOLUTION IN A GENERAL WAY

Let us consider a linear *n*-th order single-input control object which are given by the following equation

$$s\eta_j = \sum_{i=1}^n a_{ij}\eta_i + m_n U, j = 1,...,n,,$$
 (1)

where s = d/dt is differential operator; a_{ij}, m_n are parameters of the control object; U is a control signal, and η_i is a state space variables of peturbated movement

$$\eta_i = y_i - y_i^*, \tag{2}$$

here y_i is i-th state space variable of the control object and y_i^* is desired value of it. We suggest to form trajectories of control object by coinciding *k*-th state space variable of object (1) with its desired value. Proposed approach is similar to feedback transformation [11] but contrary to it we offer to use not all state space vector but only one its component. Moreover, in thus way we can transform dynamic of control object into various forms by using controller C₁ and than we suggest to use controller C₂ for transformed object. On fig.1 we show a block-diagram of generalized control system which is built according above-described approach.



Fig.1. Block-diagram of proposed control system

We offere to transform control object's dynamic into canonical form for construction controller C_1

$$s^{n-k+1}\mu_k = \sum_{i=1}^n b_i s^{i-k}\mu_k + \sum_{i=1}^k M_{n-i+1} s^{i-1} U, \quad \mu_k = \eta_k, \quad (3)$$

where b_i are coefficients of object's (1) characteristic polynomial, M_{n-i+1} are some coefficients.

We suggest to define C₁ and C₂ controllers as 1-st order sliding mode controllers.

That is why we assume derivatives of control signal U equals to zero. This assuming allows us to simplify equation (3) in following way

$$s^{n-k+1}\mu_k = \sum_{i=1}^n b_i s^{i-k}\mu_k + M_n U, \quad \mu_k = \eta_k,$$
(4)

It is clearly understood that we have coincidence of state space variable μ_k and its desired value μ_k^* than and only than their derivatives coincide. This fact allows us claim that it is necessary to compensate inner feedbacks $\sum_{i=1}^{n} b_i s^{i-k} \mu_k$ for object's (1)

transformation.

This compensation can be performed y using following control algorithm

$$U = sign\left(s^{n-k}\mu_k - s^g\mu_k^*\right),\tag{5}$$

where $s^g \mu_k^*$ is g-th order derivative of desired state space variable μ_k^* . Main drawback of the proposed algorithm is usage of high order derivative of controlled state space variable. We suggest to avoid this drawback by integrating of expressions in the brackets. We get following algorithm by performing such kind transformation of algorithm (5)

$$U = sign\left(\sum_{i=1}^{hl} \alpha_i s^{i-l} \mu_k - \sum_{i=1}^{h2} \beta_i s^{i-l} \mu_k^*\right), \tag{6}$$

where h1, h2 are admissible order of the highest derivative of controlled state space variable and its desired value, α_i, β_i are some coefficients. It is clearly understood that usage of algorithm (6) for control object (1) can cause osscilation of controlled variable μ_k . We propose to avoid this phenomenon and construct asymptotically stable control system by defining coefficients α_i, β_i as binomial ones. Values of these coefficients should be as big as it is posibe.

Usage of algorithm (6) allows us to transform dynamic of object (1) into desired dynamic

$$s^{h2}\mu_k^* = \sum_{i=1}^{h2-1} c_i s^i \mu_k^* + d_{h2}V, \qquad (7)$$

where c_i , d_{h2} are coefficients of desired control object. The simpliest form of equation (7) is equation in Brunovsky form [11]

$$s^{h2}\mu_k^* = V, \qquad (8)$$

Usage of equation (8) allows us replace mathematical model of control object with the h2-th order integrator. Contrary to well-known feedback transformation we can select order of transformed object and its dynamic.

One can design controller C_2 for transformed object (7) in both of classical and modern ways [11]. We suggest to construct this controller as sliding mode controller by solving inverse dynamic problem [12]. That is why we define transfer function for transformed object as follows

$$W(s) = \frac{\mu_k^*}{V} = \frac{d_{h2}}{\sum_{i=1}^{h2} c_i s^i}.$$
(9)

Than we define desired transfer function of closed-loop system thus

$$\Phi(s) = \frac{\eta_k}{\eta_k^*} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{h3} e_i s^i},$$
(10)

where h3 is the desired order of closed-loop control system, e_i are coefficients of its desired polynomial.

One can use transfer functions (9) and (10) for determination of controller C_2 algorithm in the following way

$$V = sign\left(\frac{1}{d_{h2}} \frac{\sum_{j=1}^{h2} c_j s^j}{\sum_{i=1}^{h3} e_i s^i - 1} (\eta_k^* - \eta_k)\right).$$
(11)

Analysis of algorithm (11) shows its dependence on sign of d_{h2} coefficient. That is why for all positive values of this coefficient algorithm (11) can be rewritten as follows

$$V = sign\left(\frac{\sum_{j=1}^{h^2} c_j s^j}{\sum_{i=1}^{h^3} (\eta_k^* - \eta_k)}\right).$$
 (12)

The main benefit of the sliding mode controllers usage is compensation of inner feedbacks in both linear and nonlinear objects. This benefit allows us design multiloop control system. Such kind system with 2 loops for control the k-th and the r-th state variables is shown fig.2.



Fig.2. Block-diagram of multi-loop control system

It is clearly understood that control system with algorithms (12) and (6) is nonlinear system which dynamic is described by following equation

$$s\eta_j = \sum_{i=1}^n a_{ij}\eta_i + f(\eta_k^*, \eta_k), j = 1, \dots, n,$$
 (13)

where $f(\eta_k^*, \eta_k)$ is a nonlinear function which allows us take into account algorithms (12) and (6).

Now we considere the following nonlinear function

$$f(\eta_k^*, \eta_k) = f(\eta_k^*, \eta_k) - M_k \eta_k^*, \qquad (14)$$

here M_k is some coefficient,

and transform equation (13) into quasi-affine form

$$s\eta_{j} = \sum_{i=1}^{n} a_{ij}\eta_{i} + g(\eta_{k}^{*},\eta_{k}) + M_{k}\eta_{k}^{*}, j = 1,...,n.$$
(15)

It is clearly understood that equation (15) can be transformed into the following form if sliding mode exists

$$s^{h3}\eta_k = \sum_{i=1}^{h3-1} e_i s^{i-1}\eta_k + \eta_k^* .$$
 (16)

If somebody defines control algorithm for *r*-th state space variable he/she should consider the following equation

$$s^{h3-r+1}\mu_r = \sum_{i=1}^n p_i s^{i-r} \mu_r + \mu_k^*$$
(17)

and defines control algorithm for C_{1r} controller (fig.2) thus

$$\mu_{k}^{*} = sign\left(\sum_{i=1}^{h1r} \alpha_{i} s^{i-1} \mu_{r} - \sum_{i=1}^{h2r} \beta_{i} s^{i-1} \mu_{r}^{*}\right),$$
(18)

where h1r, h2r are admissible order of the highest derivative of *r*-th controlled state space variable.

We design C_{2r} controller similar to design C_2 one and define its algorithm as follows

$$\mu_{r}^{*} = sign \left(\frac{\sum_{j=1}^{h2r} c_{j} s^{j}}{\sum_{i=1}^{h3r} e_{i} s^{i} - 1} (\eta_{r}^{*} - \eta_{r}) \right),$$
(19)

where h3r is desired order of *r*-th control loop.

If it is necessary to control more state variable we suggest to design a set of controllers in the similar way and use proposed approach a many time as it is necessary. Let us consider practical usage of proposed approach on the following example.

4. EXAMPLE

We design two-loop control system for speed and current control for DC electric drive which can be described by the following equations

$$s\eta_1 = a_{12}\eta_2;$$

$$s\eta_2 = a_{21}\eta_1 + a_{22}\eta_2 + m_2U,$$
(20)

where coefficients a_{ij} are defined thus

$$a_{12} = \frac{1}{T_m}; a_{21} = a_{22} = -\frac{1}{T_e}; m_2 = \frac{1}{T_e};$$

$$T_m = \frac{JR}{c^2}; T_e = \frac{L}{R},$$
(21)

here J is a rotor inertia, R is a armature resictance, c is a back-emf constant, L is an armature inductance.

State space variables η_1 and η_2 are components of state space vector

$$\boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \eta_1 & \eta_2 \end{bmatrix}. \tag{22}$$

where

$$\eta_1 = \frac{\omega}{\omega_0}; \eta_2 = \frac{I}{I_k}, \tag{23}$$

here ω, ω^* are DC drive rotor speed and its desired value; I, I^* are DC drive armature current and its desired value; ω_0 is a no-load speed; I_k is a DC current without speed.

We select the η_2 variable as the control one and transform equations (20) into canonical form

$$s\mu_0 = \mu_2; \tag{24}$$

$$s\mu_2 = b_1\mu_0 + b_2\mu_2 + M_2U$$
, $\mu_2 = \eta_2$,

Coefficients b_i are coefficients of characteristic polynomial of object (20)

$$b_1 = -a_{12}a_{21}; b_2 = -a_{22} \tag{25}$$

and

$$M_2 = a_{12}m_2. (26)$$

Let us compensate inner feedbacks $b_1\mu_0$ and $b_2\mu_2$ by transforming 2-d equation of system (24) thus

$$s\mu_2^* = k_I V, \tag{27}$$

where k_1 is a jerk bounded coefficient.

We perform above-mentioned transformation by using the following algorithm for C_{12} controller

$$U = sign\left(\mu_2^* - \mu_2\right). \tag{28}$$

One can define desired value μ_2^* thus

$$\mu_2^* = \frac{k_I}{s} V \tag{29}$$

and then substitute it into algorithm (28)

$$U = sign\left(\frac{k_1}{s}V - \mu_2\right). \tag{30}$$

Usage of algorithm (30) allows us replace mathematical model of DC drive electric circuit with the first order integrator. That is why we can design controller C_{22} as the simpliest sliding mode controller

$$V = sign(\eta_2^* - \eta_2). \tag{31}$$

We combine algorithms (30) and (31) and write down the following nested sliding mode algorithm for DC current controller

$$U = sign\left(\frac{k_1}{s}sign\left(\eta_2^* - \eta_2\right) - \eta_2\right).$$
(32)

Algorithm (32) allows us transform 2-nd equation of system (20) thus

$$s\eta_1 = a_{12}\eta_2;$$

 $s\eta_2 = k_1 sign(\eta_2^* - \eta_2),$
(33)

Nonlinearity of transformed object (33) can be linearized by using sliding mode controller C_{21} with the following algorithms

$$\eta_2^* = sign\left(\frac{k_1}{s}V - s\eta_1\right). \tag{34}$$

which transform object (33) thus

$$s\mu_I = \mu_2;$$

$$s\mu_2 = V,$$
(35)

It is clearly understood that transfer function of object (35) has two zero eugenvalues. That is why it is necessary to use speed controller with the following algoritm

$$V = sign((\eta_1^* - \eta_1) - k_2 s \eta_1), \tag{36}$$

where k_2 is some coefficient,

to ensure asymptotic stability of the closed-loop system. We define the following nested algorithm for speed controller

$$\eta_{2}^{*} = sign\left(k_{1} \frac{sign(\eta_{1}^{*} - \eta_{1} - k_{2}s\eta_{1})}{s} - s\eta_{1}\right).$$
(37)

Finally, algorithms (37) and (32) can be combined and algorithm of closed-loop control system can be defined

$$U = k_4 sign\left(\frac{k_1}{s}sign\left(k_3sign\left(\frac{k_1}{s}sign\left(\eta_1^* - \eta_1 - k_2s\eta_1\right) - s\eta_1\right) - \eta_2\right) - \eta_2\right), \quad (38)$$

where k_3 and k_4 are coefficients which provide compatibility between current and speed loops.

Results of numerical simulation of closed-loop system with algorithm (38) is shown on fig.3. We carry out research of start electric drive DPR-72 with no-load and then nominal torque is given. One can change jerk and current boundaries by definig k_1 and k_3 coefficients repectively Asymptotic stability of control system can be ensured by defining of suitable values of coefficient k_2 .



Fig.3. Dynamic of two-loop control system

It is clearly understood that designed system is close to the optimal in response time with the presence of restrictions on internal state variables.

Analysis of nested algorithm (38) allows us to formulate some principle of its creation:

At first, this algorithm contains core given by the following expression

$$S_r = \sum_{i=0}^{n-1} \kappa_i s^i \eta_r \,, \tag{39}$$

here κ_i are some coefficients.

This core define dynamic of the control system's outer loop.

Then, it contains cascade of alternating discontinuous functions and integrals of them.

$$P = \cdots \left(k_{i+1} sign\left(\frac{k_i}{s} sign(\cdots) - \eta_i\right) - \eta_i \right) \cdots$$
(40)

Each pair *P* is a pair "function-integral" and defines dynamic of related control loop. Rates for each loop are defined by the coefficient k_i left of the integral of relative *sign*-function and boundaries can be defined by coefficient k_{i+1} near the relative *sign*-function.

5. CONCLUSION

The proposed approach allows us design both one and multi loop control systems. The first order sliding mode which occurs when designed control systems are operating. This sliding mode compenstates as nonlinearities well as internal feedbacks and grants boundary of inner state space variables. So it is possible to transforms object dynamic into any desired form and obtains any phyicaly admissibled desired trajectories in *n*-th dimensionnal state space by sewing together relative sliding surfaces.

This sewing is performed by using nested control algorithm which can be enhanced in a simple way due to its alternation property.

The proposed approach allows us designed high-quality closed-loop control system which are precise, asymptotically stable and invariant to external and internal perturbations.

REFERENCES

[1] Azar, A.T., Zhu, Q. Advances and applications in sliding mode control systems. New York, Springer, 2015 Edition, ISBN -10: 3319111728, 2015.

[2] Hongyi, Li, et al. Observer-based adaptive sliding mode control for nonlinear Markovian jum systems. Automatica, Vol.64, ISSN: 0005-1098, pp. 133 – 142, February 2016.

[3] Izosimov, D.B., Utkin, V.I. Sliding mode control of electric motors. IFAC Proceedings Volumes, Vol.14, Is.2, ISSN: 1474-6670, pp.2059-2066., August 1981.

[4] Liu, J, et.al. Extended state observer-based sliding-mode control for three-phas power converters. IEEE Transactions on industrial electronics. Vol.64, Is.1, ISSN: 0278-0046, pp.22-31, January 2017

[5] Reza, M.A., et.al, Robust control by adaptive non-singular terminal sliding mode. Engineering applications of artificial intelligence, Vol.59, ISSN: 0952-1976 pp.205-217, March 2017

[6] Galvan-Guerra, R., et.al. Integral sliding-mode observation and control for switched uncertain linear time invariant systems: a robustifying strategy. Asian Journal of control, Vol.20 No.6, ISSN: 1934-6093, pp.1-15, November 2018

[7] Chabi, J. A novel sliding mode controller scheme for a class of nonlinear uncertain systems. International journal of modeling, identification and control, Vol.29, No.2, ISSN: 1746-6180, pp.127-135, Marh 2018

[8] Ozer, H.O., et.al. High order sliding modes for vechicle suspensions via optimized super twisting algorithm. International journal of mechanical and production engineering, Vol.4, Is.8, ISSN: 2320:2092, pp47-52 ,August 2016

[9] Sundarapandian Vaidyanathan, Rhif, A. A novel four-leaf chaotic system, its control and synchronization via integral sliding mode control. International journal of modeling, identification and control, Vol.28, Is.1, ISSN: 1746-6180, pp28-39

[10] Rivera, J., Loukianov, A. Integral nested sliding mode control: application to the induction motor. International workshop on variable structure systems, ISBN: 1-4244-0208-5, pp.10-114, 5-7 June 2006

[11] Isidori, A Nonlinear control systems, London, Springer, ISBN: 978-1-84628-615-5, 1995.

[12] P. D. Krut'ko Obratnye zadachi dynamiki upravliaemyh system: nelineinye modeli (Inverse problems of the dynamics of controlable systems: nonlinear models (in Russian)), Moscow, Nauka Publ, ISBN: 502-01-41003, 1987.

Authors: Roman Voliansky, PhD, Associate professor, Dniprovsk State Technical University, Electrical Engineering department, *Voliansky@ua.fm*; Nina Volianska, Senior Lecturer, Dniprovsk State Technical University, Energy Engineering department, *ninanin@i.ua*; Oleksandr Sadovoi, Dr.Sc, Professor, Dniprovsk State Technical University, Electrical Engineering department, *sadovoy@dstu.dp.ua*; Yuliia Sokhina, Associate professor, Dniprovsk State Technical University, Electrical Engineering department, *sadovoy@dstu.dp.ua*; Yuliia

Received 27 April 2018

Reviewer: Prof. PhD Mikho Mikhov



ДИОФАНТОВИ УРАВНЕНИЯ И НЕРАВЕНСТВА С ПРОСТИ ЧИСЛА

Стоян Димитров

Резюме: В настоящата статия правим кратък обзор на основните диофантови уравнения и неравенства с прости числа, които са решени с методите на аналитична теория на числата.

Ключови думи: Диофантови уравнения, диофантови неравенства, прости числа.

DIOPHANTINE EQUATIONS AND INEQUALITIES WITH PRIME NUMBERS

Stoyan Dimitrov

Abstract: This paper presents a brief survey of the basic diophantine equations and inequalities with prime numbers, solved by methods of analytic number theory. Keywords: Diophantine equations, diophantine inequalities, prime numbers.

1 Diophantine equations with primes

1.1 The ternary Goldbach problem

In 1937 I. M. Vinogradov [75] solved the ternary Goldbach problem. He proved that every sufficiently large odd integer N can be written in the form

$$N = p_1 + p_2 + p_3 \,, \tag{1}$$

where p_1, p_2, p_3 are primes.

In 2013 Helfgott [26] finalized the ternary Goldbach problem, proved it for every odd integer $n \ge 7$.

Let P_l is a number with at most l prime factors. In 2000 Tolev [67] proved that for a sufficiently large odd integer $N \equiv 3 \pmod{6}$ the equation (1) has a solution in primes p_1 , p_2 , p_3 such that $p_1 + 2 = P_2$, $p_2 + 2 = P_5$, $p_3 + 2 = P_7$. This result is improved by Cai and Lu [8]. Subsequently Matomäki [48] improved the result of Cai and Lu. The best result up to now belongs to Matomäki and Shao [50]. They solved the equation (1) for a sufficiently large odd integer $N \equiv 3 \pmod{6}$ and primes p_1 , p_2 , p_3 such that $p_k + 2 = P_2$, k=1,2,3.

In 1992, A. Balog and J. P. Friedlander [6] considered the ternary Goldbach problem with variables restricted to Piatetski-Shapiro primes. They proved that, for any fixed 1 < c < 21/20 and sufficiently large odd integer N the equation (1) has a solution in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k = [n_k^c]$, k=1,2,3. Rivat [60] extended the range to 1 < c < 199/188; Kumchev [31] extended the range to 1 < c < 53/50. Jia [29] used a sieve method to enlarge the range to 1 < c < 16/15.

In 2010 Tolev [69] proved that for every sufficiently large odd integer N, the equation (1) has a solution in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k = x_k^2 + y_k^2 + 1$, k=1,2. Subsequently Teräväinen [64] improved Tolev's result for primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k = x_k^2 + y_k^2 + 1$, k=1,2,3. In 2010 the author [18] proved that for any fixed 1 < c < 73/64 and for every sufficiently large odd integer N, the equation (1) has a solution in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_1 = x^2 + y^2 + 1$, $p_2 = [n^c]$.

1.2 Arithmetic progressions of three prime numbers

In 1939 Van der Corput [71] proved that there exist infinitely many prime triples p_1, p_2, p_3 such that

$$p_1 + p_2 = 2p_3. (2)$$

In 1999 Tolev [66] proved that the equation (2) has infinitely many solutions in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_1 + 2 = P_5$, $p_2 + 2 = P'_5$, $p_3 + 2 = P_8$. Subsequently Green and Tao [22] improved Tolev's result for primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k + 2 =$ P_2 , k=1,2,3. In 2014 Mirek [51] showed that for any fixed $c \in (1, 72/71)$ the equation (2) has infinitely many solutions in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k = [n_k^c]$, k=1,2,3. In 2016 the author [17] proved that the equation (2) has infinitely many solutions in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_1 = x_1^2 + y_1^2 + 1$, $p_3 = x_3^2 + y_3^2 + 1$.

Subsequently Teräväinen [64] improved author's result for primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_k = x_k^2 + y_k^2 + 1$, k=1,2,3. In 2017 the author [16] proved that for any fixed 1 < c < 73/64 the equation (2) has infinitely many solutions in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_1 = x^2 + y^2 + 1$, $p_2 = [n^c]$.

1.3 The Waring – Goldbach problem

The number theorists consider the diophantine equality

$$N = p_1^k + p_2^k + \dots + p_s^k,$$
(3)

where N, s and k are natural numbers, and $p_1, ..., p_s$ are primes.

Investigations about (3) can be found in [1], [25] [28], [30], [34], [35] [36], [37], [38], [45], [63], [74], [75]. In 1938 Hua [28] proved that for every sufficiently large $N \equiv 5 \pmod{24}$ there exist primes p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 such that

$$N = p_1^2 + p_2^2 + p_3^2 + p_4^2 + p_5^2.$$
(4)

In 2000 Tolev [68] solved (4) with primes p_i , such that $p_i + 2 = P_{l_i}$, i = 1, ..., 5. Subsequently Cai and Lu [8] improved Tolev's result. In 1998 Zhai [78] proved that, for any fixed 1 < c < 44/43 and sufficiently large odd integer $N \equiv 5 \pmod{24}$ the equation (4) has a solution in primes p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 , such that $p_k = [n_k^c]$, k=1,2,3,4,5. Later, in 2005 Zhang and Zhai [81] improved the result of Zhai to 1 < c < 256/249. In 2015 Hoffman [27] showed that, for any fixed 1 < c < 8/7and sufficiently large odd integer $N \equiv 5 \pmod{24}$ the equation (4) has a solution in primes p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 , such that $p_k = [n_k^c]$, k=1,2.

1.4 Diophantine equations with mixed prime powers

In 1938 L. K. Hua [28] generalized Vinogradov's three prime theorem and proved that every sufficiently large odd integer N can be written in the form

$$N = p_1 + p_2 + p_3^k \,, \tag{5}$$

where k is a natural and p_1, p_2, p_3 are primes.

In 2004 Cui [9] proved that, for any fixed 1 < c < 105/104 and sufficiently large odd integer N the equation (5) for k = 2 has a solution in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_i = [n_i^c]$, i=1,2,3. In 2016 Zhang and Li [82] showed that, for any fixed 1 < c < 2825/2816 and sufficiently large odd integer N the equation (5) for k = 3has a solution in primes p_1, p_2, p_3 , such that $p_i = [n_i^c]$, i=1,2,3.

In 2009 Xu [77] proved that under certain conditions, every sufficiently large even integer N not congruent to 0 (mod 3) can be represented in the form

$$N = p_1 + p_2^2 + p_3^2 + p_4^2 \,,$$

where p_1, p_2, p_3, p_4 are primes.

2 Diophantine inequalities with primes

2.1 Piatetski-Shapiro's inequality

In 1952 I. I. Piatetski-Shapiro [57] investigated the diophantine inequality

$$|p_1^c + p_2^c + \dots + p_r^c - N| < \varepsilon \tag{6}$$

where c > 1 is not an integer, ε is a fixed small positive number, and $p_1, ..., p_r$ are primes. He proved the existence of an H(c), depending only on c, such that for all sufficiently large real N, (6) has a solution for $H(c) \leq r$. He established that $H(c) \leq 5$ if 1 < c < 3/2.

Motivated by Vinogradov's three prime theorem, Tolev [65] proved that (6) has a solution for r = 3 and 1 < c < 15/14. The range of validity of Tolev's result was subsequently extended by several authors [7], [32], [33], [5].

In 2003 Zhai and Cao [79] proved that (6) has a solution for r = 4 and 1 < c < 81/68. Their result was improved to 1 < c < 97/81 by Mu [52].

Zhai and Cao [79] showed in 2003 that (6) has a solution for r = 5 and 1 < c < 14142/8923. The same mathematicians [80] improved in 2007 their result showing that (6) has a solution for r = 5 and 1 < c < 81/40 if $c \neq 2$. Their result is improved by Shi and Liu [62] to 1 < c < 108/53 if $c \neq 2$. Subsequently Baker and Weingartner [4] improved the result of Shi and Liu to 1 < c < 2.041 if $c \neq 2$.

Zhang and Li [83] proved in 2016 that (6) has a solution for r = 6 and 1 < c < 37/18 if $c \neq 2$.

Solution of (6) in primes p_i , such that $p_i + 2 = P_{l_i}$ can be found in [13], [14], [15], [66].

Solution of (6) in primes p_i , such that $p_i = [n^c]$ can be found in [39].

2.2 Diophantine inequalities with equal prime powers

The number theorists consider the diophantine inequality

$$|\lambda_1 p_1^k + \lambda_2 p_2^k + \dots + \lambda_n p_n^k + \eta| < \varepsilon, \qquad (7)$$

where η is real, $\lambda_1, ..., \lambda_n$ are non-zero real numbers, not all of the same sign, with λ_1/λ_2 is irrational, k is natural number, $p_1, ..., p_n$ are primes and $\varepsilon > 0$ is a small.

Investigations about (7) can be found in [2], [3], [10], [11], [17], [23], [24], [49], [59], [61], [72], [73].

2.3 Diophantine inequalities with mixed prime powers

The number theorists consider the diophantine inequality

$$|\lambda_1 p_1^{k_1} + \lambda_2 p_2^{k_2} + \dots + \lambda_n p_n^{k_n} + \eta| < \varepsilon, \qquad (8)$$

where η is real, $\lambda_1, ..., \lambda_n$ are non-zero real numbers, not all of the same sign, with λ_1/λ_2 is irrational, $k_1, ..., k_n$ are natural numbers, $p_1, ..., p_n$ are primes and $\varepsilon > 0$ is a small.

Investigations about (8) can be found in [19], [20], [21], [40], [41], [42], [43], [44], [46], [47], [53], [54], [55], [56], [58], [76].

Acknowledgements. This research is partially supported by project DN12/11/20 dec. 2017 of Ministry of Education and Science of Bulgaria.

References

- Akbal Y., A. Güloğlu (2017), Waring-Goldbach problem with Piatetski-Shapiro primes, arXiv:1607.08745v2 [math.NT] 15 May 2017.
- Baker A. (1967), On some Diophantine inequalities involving primes,
 J. Reine Angew. Math., 228, (1967), 166 181.
- [3] Baker R., G. Harman (1982), *Diophantine approximation by prime numbers*, J. Lond. Math. Soc., 25(2), (1982), 201 215.
- [4] Baker R., Weingartner A. (2013), Some applications of the double large sieve, Monatsh. Math., 170, (2013), 261 304.
- [5] Baker R., A. Weingartner (2014), A ternary diophantine inequality over primes, Acta Arith., 162, (2014), 159 – 196.
- [6] Balog A., Friedlander J. P. (1992), A hybrid of theorems of Vinogradov and Piatetski-Shapiro, Pasfic J. Math., 156, (1992), 45 – 62.
- [7] Cai Y. (1996), On a diophantine inequality involving prime numbers (in Chinese), Acta Math Sinica, 39, (1996), 733 - 742.
- [8] Cai Y., Lu M. (2009), Additive problems involving primes of special type, Acta Arith., 140, (2), (2009), 189 – 204.
- [9] Cui Z. (2004), Hua's theorem with the primes in Shapiro prime sets, Acta Math. Hungar., 104(4), (2004), 323 - 329.
- [10] Danicic I. (1966), On the integral part of a linear form with prime variables, Canadian J. Math. 18, (1966), 621 – 628.
- [11] Dimitrov S., T. Todorova (2015), *Diophantine approximation by prime numbers of a special form*, Ann. Univ. Sofia, Fac. Math. Inform., **102**, (2015), 71 – 90.
- [12] Dimitrov S. I. (2016), Arithmetic progressions of three prime numbers with two of the form p = x² + y² + 1, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 66, 3, (2016), 55 - 64.

- [13] Dimitrov S. I. (2017), A quaternary diophantine inequality by prime numbers of a special type, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 67, 2, (2017), 317 – 326.
- [14] Dimitrov S. I. (2017), A ternary diophantine inequality over special primes, JP Journal of Algebra, Number Theory and Applications, 39, 3, (2017), 335 368.
- [15] Dimitrov S. I. (2017), On a diophantine inequality with prime powers of a special type, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 67, 3, (2017), 25 – 33.
- [16] Dimitrov S. I. (2017), Prime triples $\mathbf{p_1}, \mathbf{p_2}, \mathbf{p_3}$ in arithmetic progressions such that $\mathbf{p_1} = \mathbf{x^2} + \mathbf{y^2} + \mathbf{1}$, $\mathbf{p_3} = [\mathbf{n^c}]$, Notes on Number Theory and Discrete Mathematics, $\mathbf{23}(4)$, (2017), 22 33.
- [17] Dimitrov S. I. (2017), Diophantine approximation by special primes, arXiv:1702.06413v3 [math.NT] 10 May 2017.
- [18] Dimitrov S. I. (2017), The ternary Goldbach problem with prime numbers of a mixed type, arXiv:1711.02472v1 [math.NT] 7 Nov 2017
- [19] Gambini A. (2017), Diophantine approximation with one prime, two squares of primes and one k-th power of a prime, arXiv:1703.02381v6 [math.NT] 8 Jul 2017.
- [20] Gambini A., A. Languasco, A. Zaccagnini (2018), A Diophantine approximation problem with two primes and one k-th power of a prime, arXiv:1706.00343v3 [math.NT] 13 Feb 2018.
- [21] Ge W., W. Li (2016), One Diophantine inequality with unlike powers of prime variables, Journal of Inequalities and Applications, (1), 1 – 8.
- [22] Green B., T. Tao (2006), Restriction theory of the Selberg sieve, with applications, J. Theor. Nombres Bordeaux, 18, (2006), 147 – 182.
- [23] Harman G. (1991), *Diophantine approximation by prime numbers*, J. Lond. Math. Soc., 44(2), (1991), 218 226.
- [24] Harman G. (2004), The values of ternary quadratic forms at prime arguments, Mathematika, 51, (2004), 83 – 96.
- [25] Harman G., A. Kumchev (2010), On sums of squares of primes II, Journal of Number Theory 130, (2010), 1969 – 2002.
- [26] Helfgott H. A. (2014), The ternary Goldbach conjecture is true, arXiv:1312.7748v2 [math.NT] 17 Jan 2014.

- [27] Hoffman J. W. (2015), Some problems in additive number theory, Thesis, Kent State University, (2015).
- [28] Hua L. K. (1938), Some results in the additive number theory, Quart.
 J. Math. Oxford, 9, (1938), 68 80.
- [29] Jia C.-H. (1995), On the Piatetski-Shapiro-Vinogradov theorem, Acta Arith., 73, (1995), 1 – 28.
- [30] Kawada K., T. D. Wooley (2001), On the Waring-Goldbach problem for fourth and fifth powers, Proc. London Math. Soc., 83(3), (2001), 1 - 50.
- [31] Kumchev A. (1997), On the Piatetski-Shapiro-Vinogradov Theorem, Journal de Théorie des Nombres de Bordeaux, 9, (1997), 11 – 23.
- [32] Kumchev A., T. Nedeva (1998), On an equation with prime numbers, Acta Arith., 83, (1998), 117 – 126.
- [33] Kumchev A. (1999), A diophantine inequality involving prime powers, Acta Arith., 89, (1999), 311 – 330.
- [34] Kumchev A. (2005), On the Waring-Goldbach problem for seventh powers, Proc. American Math. Soc., 133, (2005), 2927 – 2937.
- [35] Kumchev A., T. Li (2012), Sums of almost equal squares of primes, Journal of Number Theory, 132, (2012), 608 – 636.
- [36] Kumchev A., T. Wooley (2016), On the Waring-Goldbach problem for eighth and higher powers, J. London Math. Soc., 93(2), (2016), 811 – 824.
- [37] Kumchev A., T. Wooley (2017), On the Waring-Goldbach problem for seventh and higher powers, Monatsh. für Mathemat., 183(2), (2017), 303 - 310.
- [38] Kumchev A., H. Liu (2017), On sums of powers of almost equal primes, Journal of Number Theory, 176, (2017), 344 – 364.
- [39] Kumchev A., Z. Petrov (2018), A hybrid of two theorems of Piatetski-Shapiro, arXiv:1803.03952v1 [math.NT] 11 Mar 2018.
- [40] Languasco A., A. Zaccagnini (2012), A Diophantine problem with a prime and three squares of primes, arXiv:1206.0246v1 [math.NT] 1 Jun 2012.

- [41] Languasco A., A. Zaccagnini (2012), A Diophantine problem with prime variables, arXiv:1206.0252v1 [math.NT] 1 Jun 2012.
- [42] Languasco A., A. Zaccagnini (2013), On a ternary Diophantine problem with mixed powers of primes, Acta Arith., 159, (2013), 345 – 362.
- [43] Li W. P., T. Z. Wang (2010), Diophantine approximation with four squares and one k-th power of primes, Journal of Mathematical Sciences: Advances and Applications, 6, 1, (2010), 1 – 16.
- [44] Li W. P., T. Z. Wang (2011), Diophantine approximation with one prime and three squares of primes, The Ramanujan Journal, 25, 3, (2011), 343 – 357.
- [45] Liu J., T. Zhan (2000), Hua's theorem on prime squares in short intervals, Acta Math. Sin. (Engl. Ser.) ,16, (2000), 669 – 690.
- [46] Liu Z., H. Sun (2013), Diophantine approximation with one prime and three squares of primes, The Ramanujan Journal, 30, 3, (2013), 327 - 340.
- [47] Liu Z. (2017), Diophantine approximation by unlike powers of primes, International Journal of Number Theory, 13, (2017), 2445 – 2452.
- [48] Matomäki K. (2009), A Bombieri-Vinogradov type exponential sum result with applications, J. Number Theory, 129, (9), (2009), 2214 – 2225.
- [49] Matomäki K. (2010), Diophantine approximation by primes, Glasgow Math. J., 52, (2010), 87 – 106.
- [50] Matomäki K., Shao H. (2017), Vinogradov's three primes theorem with almost twin primes, arXiv:1512.03213v1 [math.NT] 6 Jan 2017.
- [51] Mirek M. (2014), Roth's theorem in the Piatetski-Shapiro primes, arXiv:1305.0043v2 [math.CA] 10 Apr 2014.
- [52] Mu Q. (2015), On a diophantine inequality over primes, Adv. Math. (China), 44(4), (2015), 621 - 637.
- [53] Mu Q. (2016), Diophantine approximation with four squares and one kth power of primes, The Ramanujan Journal, 39(3), (2016), 481 – 496.
- [54] Mu Q. (2017), One Diophantine inequality with unlike power of prime variables, Int. J. Number Theory, 13(6), (2017), 1531 – 1545.
- [55] Mu Q., Y. Qu (2015), A Diophantine Inequality with Prime Variables and Mixed Power, Acta Math. Sinica, Ch. Series, 58(3), (2015), 491 – 500.

- [56] Mu Q., Y. Qu (2018), A note on Diophantine approximation by unlike powers of primes, International Journal of Number Theory (in press).
- [57] Piatetski-Shapiro I. I. (1952), On a variant of the Waring-Goldbach problem, Mat. Sb., 30, (1952), 105 – 120, (in Russian).
- [58] Srinivasan S. (1988), A Diophantine inequality with prime variables, Bull. Austral. math. soc., 38, (1988), 57 - 66.
- [59] Ramachandra K. (1973), On the sums $\sum \lambda_j f_j(p_j)$, J. Reine Angew. Math., 262/263, (1973), 158 165.
- [60] Rivat J., Wu J. (2001), Prime numbers of the form [n^c], Glasg. Math. J, 43, 2, (2001), 237 – 254.
- [61] Schwarz W. (1963), Über die Lösbarkeit gewisser Ungleichungen durch Primzahlen, J. Reine Angew. Math. 212, (1963), 150 – 157.
- [62] Shi S.Y., Liu L. (2013), On a Diophantine inequality involving prime powers, Monatsh. Math., 169, (2013), 423 – 440.
- [63] Thanigasalam K. (1987), Improvement on Davenport's iterative method and new results in additive number theory. III, Acta Arith. 48, (1987), 97 – 116.
- [64] Teräväinen J. (2017), The Goldbach problem for primes that are sums of two squares plus one, arXiv:1611.08585v2 [math.NT] 14 Aug 2017.
- [65] Tolev D. (1992), On a diophantine inequality involving prime numbers, Acta Arith., 61, (1992), 289 – 306.
- [66] Tolev D. (1999), Arithmetic progressions of prime-almost-prime twins, Acta Arith., 88, (1999), 67 – 98.
- [67] Tolev D. (2000), Representations of large integers as sums of two primes of special type, in Algebraic Number Theory and Diophantine Analysis, Walter de Gruyter, (2000), 485 – 495.
- [68] Tolev D. (2000), Additive problems with prime numbers of special type, Acta Arith., 96, (2000), 53 – 88, Corr. Acta Arith. 105, (2002), 205.
- [69] Tolev D. (2010), The ternary Goldbach problem with arithmetic weights attached to one of the variables, J.Number Theory, 130, (2010), 439 - 457.

- [70] Tolev D. (2017), On a diophantine inequality with prime numbers of a special type, arXiv:1701.07652v1 [math.NT] 26 Jan 2017.
- [71] Van der Corput J. G. (1939), Über Summen von Primzahlen und Primzahlquadraten, Math.Ann., 116, (1939), 1 – 50.
- [72] Vaughan R. (1974), *Diophantine approximation by prime numbers I*, Proc. Lond. Math. Soc., 28(3), (1974), 373 – 384.
- [73] Vaughan R. (1974), *Diophantine approximation by prime numbers II*, Proc. Lond. Math. Soc., 28(3), (1974), 385 - 401.
- [74] Vaughan R. (1986), On Waring's problem for smaller exponents, Proc. Lond. Math. Soc., 52(3), (1986), 445 - 463.
- [75] Vinogradov I. (1937), Representation of an odd number as the sum of three primes, Dokl. Akad. Nauk. SSSR, 15, (1937), 291–294, (in Russian).
- [76] Wang Y., W. Yao (2017), Diophantine approximation with one prime and three squares of primes J. Number Theory, 180, (2017), 234 – 250.
- [77] Xu Y. F. (2009), On sums of one prime and three squares of primes in short intervals, Acta Math. Sin., 52, (2009), 457 – 470, (in Chinese).
- [78] Zhai W. (1998), On the Waring-Goldbach problem in thin sets of primes, Acta Math. Sinica, Ch. Series, 41(3), 595 – 608.
- [79] Zhai W., Cao X. (2003), On a diophantine inequality over primes, Adv. Math. (China), 32(1), (2003), 63 - 73.
- [80] Zhai W., Cao X. (2007), On a diophantine inequality over primes (II), Monatsh. Math., 150, (2007), 173 – 179.
- [81] Zhang D. Y., W. Zhai (2005), On the Waring-Goldbach problem in thin sets of primes(II), Acta Math. Sinica, Ch. Series, 48(4), 809 – 816.
- [82] Zhang M., Li J. (2016), Hua's Theorem with the Primes in Piatetski-Shapiro Prime Sets, arXiv:1606.02104v2 [math.NT] 16 Jun 2016.
- [83] Zhang M., Li J. (2016), On two diophantine inequalities over primes, arXiv:1604.08717v2 [math.NT] 25 Dec 2016.

Author: Stoyan Dimitrov, Ass. Prof. PhD, Department "Mathematical analysis and differential equations", FAMI, Technical University-Sofia, E-mail address: sdimitrov@tu-sofia.bg

Received: Marth 14, 2018 Reviewer: Prof. PhD Ivan Trendafilov



АЛТЕРНАТИВЕН МЕТОД ЗА СЪХРАНЕНИЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ОСНОВАН НА БИОКАТАЛИЗАТОР

Борис Киров, Васил Гълъбов

Резюме: Представенията разработка описва алтернативен метод за съхранение на електрическа енергия под формата на редуцирани форми на въглерода, а именно метан и негови окислени производни. Процесът на съхраняване е биокаталитичен и се извършва в модифицирани микробиални горивни клетки. В последните катодът осигурява електрическата енергия за процеса. В допълнение, органични съединения от отпадни води също се използват като източник на енергия за процеса. Последният се състои в редуцирането на неорганичен въглерод (въглероден диоксид) в присъствието на биокатализатора. В тази статия са представени някои експериментални резултати отнасящи се до консумацията на енергия, ефективността на превръщането на енергия в органични вещества и степен на премахване на органичното натоварване от отпадните води използвани в процеса.

Ключови думи: пречистване на отпадни води, енергийна ефективност, зелена енергия.

AN ALTERNATIVE BIOCATALYST-BASED METHOD FOR ELECTRICAL ENERGY CONSERVATION

Boris Kirov, Vasil Galabov

Abstract: The presented work describes an alternative method for conservation of electrical energy as reduced forms of carbon, namely methane and other more oxidized derivatives. The conservation process is biocatalytic and is performed in modified microbial fuel cells (MFC's). In the latter the cathode provides the electrical energy for the process. However, organics from wastewater are also utilized as a source of energy for the process. The latter consists in the reduction of inorganic carbon (carbon dioxide) in the presence of the biocatalyst. In this paper we present some experimental results with regard to energy consumption, energy-to-organics conversion efficiency and level of organic load removal from wastewater utilized in the process. **Keywords:** wastewater treatment, energy efficiency, green energy.

1. INTRODUCTION

Automation of every aspect of human activity has become the characteristic trait of our society. Indeed, everything from physical material processing till scientific and fiction writing is being more and subject to (ro)bots' activity with us humans retaining only supervision priorities over the process. This shift supposedly is going to release huge amount of creativity in new types of activities and would help for even greater change in our society to happen. However, exchange of human with machine effort does not come without a cost and the supply of sufficient amounts of energy is becoming a crucial element for the functioning of the whole society [1]. In the same time, just producing ever growing amounts of energy by the utilization of carbon fuels is not an option, since environment protection is the other major issue of modern society [2]. The utilization of solar and wind power seems like the intelligent approach, however those two are sources prone to instability and are subject to natural occurring cycles[3]. Hence, better alternatives for the conservation of the produced energy are required if we are really to develop a sustainable growth model for our society.

The conversion of electricity into biogas [4] is a plausible answer, since it does not only allow for the conservation of the electrical energy into a stable chemical form, but it also interconnects the whole production and supply grids for electricity and carbon fuels and, hence, energetics and chemical industry. The conversion process consists in the reduction of CO_2 into methane and higher carbohydrates on the expense of electrical energy. There are several known industrial processes [5] that lead to this type of reduction, among which the most efficient is the electrolysis of water [6].

In this article we present an alternative process for the conservation of electricity based on biocatalytic activity of an unknown agent. Our results suggest that this process has unmatchable coulombic efficiency, which is an accordance with the known characteristics of biocatalysts. What is more, the biological nature of our agent allows for the conjugation of the reduction process with the processing of organics in wastewater, thus surpassing the maximal theoretical efficiency of electricity conversion into reduced forms of carbon.

The total outlook and stoichiometry of the conversion process is depicted in Figure 1. Our system has three inputs: electricity, CO_2 and organics; and it has two types of outputs: CH_4 or higher organics.



Figure 1. Outline and stoichiometry of the conversion process. Input and output fluxes are depicted by arrows. The process is generally regarded as a black box.

2. MATERIALS AND METHODS

As mentioned above, our process is observed in a modified MFC. The vessel chamber has a dimeter of 16 cm and height of 23 cm, thus resulting in an efficient volume of about 3 liters. The specific modification of an otherwise standard bioreactor consists in the addition of heated stainless steel electrodes shaped as open cylinders and separated by a polypropylene sheet. A DC power source of 0.5 V is connected to the electrodes. The process temperature is maintained at 35^oC and a magnetic stirrer is used to improve mixing. The wastewater used in the process is sewage sludge mixed with a defined medium resulting in a final chemical oxygen demand (COD) of 1500mg/L.

The anaerobic experiments are performed after tight sealing of the reactor vessel and purging with nitrogen gas for complete oxygen removal. The quantity of the biogas produced is measured with the floating cylinder technique and the composition of the biogas is defined chromatographically.

The experiments described are of two types: electrical energy dependent and controls. In the first type, the process is allowed to evolve until there is no more methane produced. In the controls, the power source is shunt, whereas all other conditions are maintained the same. Additionally, same experiments are repeated in an already utilized MFC without sterilization. A sample of the results is depicted in Figure 2.



3. RESULTS AND DISCUSSION

Figure 2. Methane production in the modified MFC. Both real experiments and controls are visible.

The results depicted in Figure 2 demonstrate that our process is relatively slow when the experiment is performed for the first time in the same vessel (about 15 days for reaching of maximal methane production). However, when the same vessel is used for

a second round of wastewater treatment, the shorter period for process completion owing to the previous activation of the biocatalytic agent becomes obvious. In addition, the comparison between the experiment with electric supply and the control visualize the amount of methane produced by the system through the utilization of electricity.

Overall these results show that methane yield per gram of COD removed from the wastewater with the depicted technology reach up to 300 mL, the rate of methane production is almost 270 mL per liter of reactor volume per day and that the coulombic efficiency is more than 80%.

4. CONCLUSION

We demonstrated how with relatively simplistic experimental design and without any knowledge of the nature of the biocatalyst significant improvement in the efficiency of the conversion of electrical energy in biogas could be achieved. The conjugation of the conversion process with wastewater treatment improves the coulombic efficiency of the process to above 80% and leads to the removal of significant part of the COD of the treated water. We are sure that further elaboration on the nature of the biocatalyst and application of the cutting-edge modern biotechnologies could improve significantly the technical and economic characteristics of the process, especially with regard to the rate. We even elaborated on the theoretical economic implications of the adoption of this technology with respect to the existing ones.

Well studied and completely engineered technologies for hydrogen production through electrolysis exist currently. Any type of power could be obtained with such installations through the utilization of modular units. Currently (including the near future) the optimal power of such module for industrial purposes is about 2 MW. The required investment for this type of installation is about 1200 EUR/kW, not including terrain purchase, construction work and supporting facilities for hydrogen transportation and storage.

Our expectations for the industrial technology based on bioelectric cells for methane production is that after technology and instrumentation optimization the investment would be about 2000 EUR/kW. However, before reaching such efficiency level we expect that the investment expenses for the lab-scale and pilot installations are going to be significantly higher – between 12 000 EUR/kW and 45 000 EUR/kW.

Consequently, the current investment expenses for hydrogen-based installation are significantly lower than the investment expenses in a lab-scale or pilot methane installation. However, technology development and improvement is quickly going to remove this difference.

One possible method to compare the efficiencies of both technologies is to compare the energy efficiency of both processes (Energy Efficiency Coefficient - EEC) according to the following logic:

Input energy -> quantity of gas produced -> quantity of heat obtained through combustion of the produced gas

	Utilized current (or easily reachable) tech- nologies			Expected newly developed (within the next 5 – 10 years) technologies		
	Electrical energy, kWh/kg (kWh/m ³)	Lower heating value, kWh/kg (kWh/ m ³)	EEC	Electrical en- ergy kWh/kg (kWh/ m ³)	Lower heating value, kWh/kg (kWh/ m ³)	EEC
Hydrogen	54,5 (4,9)	33,33 (3,0)	0,61	47,8 (4,3)	33,33 (3,0)	0,70
Methane	13 (9,32)	13,89 (9,96)	1,07	2 (1,43)	13,89 (9,96)	6,95

The EEC larger than 1 is due to the additional energy obtained through the metabolic activity of the microbes in the bioelectric cell and the removal of the organic load from the wastewater.

Hydrogen production is not as efficient and is definitely to not going to surpass EEC of 0.8. On the contrary, methane production would have a starting value (lab-scale and pilot installations) of the EEC larger than 1, which is going to grow very quickly in parallel with the technology improvement, probably finally surpassing 10.

REFERENCES

[1] Twidell, J.; Weir, T. (2007), Renewable Energy Resources; Taylor & Francis, 2015.

[2] Weitemeyer, S.; Kleinhans, D.; Vogt, T.; Agert (2015), Integration of Renewable Energy Sources in future power systems: The role of storage, Renewable Energy, C. 2015, 75, 14–20

[3] Götz, M.; Lefebvre, J.; Mörs, F.; McDaniel Koch, A.; Graf, F.; Bajohr, S.; Reimert, R.; Kolb, T. (2016), Renewable Power-to-Gas: A technological and economic review. Renewable Energy 2016, 85, 1371–1390

[4] Walker, S. B.; Mukherjee, U.; Fowler, M.; Elkamel, A. (2016), Benchmarking and selection of Power-to-Gas utilizing electrolytic hydrogen as an energy storage alternative. Int. J. Hydrogen Energy 2016, 41 (19), 7717–7731

[5] Bailera, M.; Lisbona, P.; Romeo, L. M.; Espatolero, S. (2017), **Power to Gas projects review: Lab, pilot and demo plants for storing renewable energy and CO2.** Renewable Sustainable Energy Rev. 2017, 69, 292–312

[6] Mingyong Wang, Zhi Wang, Xuzhong Gong, Zhancheng Guo (2014), **The intensification technologies to water electrolysis for hydrogen production - A review.** Volume 29, January 2014, Pages 573-588 Renewable and Sustainable Energy Reviews

Authors: Boris Kirov, PhD, Senior Assist. Prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *Boris.Kirov@tu-sofia.bg*; Vasil Galabov, Assoc. Prof. PhD Department of Industrial Automation, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, E-mail address: *vtg@tu-sofia.bg*

Received 27 April 2018

Reviewer: Assoc. Prof. PhD Stanislav Enev



АНАЛИЗ НА КАЧЕСТВОТО НА ВГРАДЕНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ПЕРФУЗИОННА ПОМПА

Веселин Георгиев, Иван Евг. Иванов, Борислав Иванов

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 начален анализ на качеството на програмното осигуряване на системата за управление на перфузионната помпа.

Ключови думи: екстракорпорална плазмафереза, качествен анализ, валидиране

QUALITY ASSURANCE ANALYSIS OF A PERFUSION PUMP EMBEDDED CONTROLLER

Vesselin Gueorguiev, Ivan Evg. Ivanov, Borislav Ivanov

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 quality analysis for software solutions and software-hardware co-design and implementation and human-induced problems and limitations.

Keywords: extracorporeal plasmapheresis, quality analysis, validation.

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 не се отнася за класа устройства, които са включени към пациент, но извършваните обработки изискват много висока надеждност на работата на системата. Тази статия е посветена на валидацията и верификацията на програмната част на управляващата система с осигуряване на надеждност и сигурност при употребата и́. Анализирани са и част от програмните интерфейсите между управляващия контролер и останалите компоненти на системата, тъй като те са съществен елемент в общата система на сигурността. Съществено усилие е отделено на валидиране на разработката, като се валидират заданието, интерфейси, "човеко-машинни" взаимодействия, програмни структури и тестващи среди.



Фиг.1. Принципна схема на перфузионна система за екстракорпорална обработка

2. ИЗИСКВАНИЯ И ОБЩА СТРУКТУРА НА КОМПЮТЪРНАТА СИСТЕМА

Обект на управление е система за нанофилтрация на биофлуиди, включваща перфузионна помпа [2]. Базовите изисквания към системата са следните:

- Автоматизирана система за управление на подаването на биофлуида;
- Минимизиране на биофлуида, намиращ се в системата;
- Потребителският интерфейс трябва да е максимално интуитивен и да изключва каквато и да е възможност за предприемане на опасно действие поради грешно подадена команда;
- Обслужващият лекар има пълна професионална компетентност за режимите на работа и тяхното параметризиране (това са медико-биологични процеси и параметри);
- Обслужва се от лекар, който има минимални технически познания и няма информация за вътрешната структура и реализация на системата;
- Възможност за безударна промяна на режимите на работа и на техните параметри по време на работа;
- Непрекъснат режим на работа до 12 ч.;
- Възможност за дозиране на адитиви към биофлуида на входа на камерата (не е показано на фиг.1) с точност до 0.05 ml.;
- Точност на поддържане на налягането на изхода на камерата на системата 1.5 % или по-добра;
- Диапазон на изменение на налягането по задание 100-350 mm Hg.;
- Максимален размер на газов мехур в тръбната система $D \le 0.25$ mm.;
- Време за напълване на камерата до 100 сек.

За постигане на тези изисквания е избрана компютърна архитектура, реализирана чрез вградена система от второ поколение с повишена надеждност, сигурност и отказоустойчивост. Това налага оценката на качеството на системата да се извършва на три нива: оценка на апаратната част, оценка на програмната част и оценка на системата като интегриран елемент.

Настоящата версия на апаратната част включва:

- управляващ 32-битов контролер използва се процесор с RISC архитектура;
- високоточни сензори за налягане;
- интегриран сензор за напълване на камерата;
- сензори за контрол на състоянието на входния и изходен вентили;
- сензори за наличие на газ в тръбната система;
- сензор за отпадане на захранването на системата.

Програмното осигуряване е реализирано като разпределена многонивова система с изисквания за твърдо реално време - цялата програмна част, без 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 изисквани времена за реакция и системата да запазва диспетчируемост - 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.

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. Тъй като появата на откази може да е свързана с грешки при управление на работата на устройството, с технически проблеми в самото устройство или с неразбиране на начините за използване на качеството на функциониране на устройството.

Предлаганото изделие се явява "нов продукт", което налага съгласно директивите на Европейската комисия за медицински изделия [3], за осигуряване на качеството да се провеждат дейности както по валидация на крайното изделие, така и по верификация в процеса на разработка.

Създаденият план за валидация и верификация на изделието включва следните основни точки [4][5]:

- Валидация на системата се извършва като за самостоятелна система, без да се отчита валидацията на обкръжаващата го среда. Това се определя от факта, че се разработва нов продукт. Единственото изискване е да се дефинира профил на потребителя, т.е. необходимите минимални знания и умения на лице, което ще има право да използва устройството;
- Класифицирането на системата като "критична" изисква провеждане на валидацията на заданието за основа са избрани стандартите IEEE 830 и IEEE 1233 (за цялостната система), като специално за програмното осигуряване е използван стандарта ISO-9126;
- Работи се по създаване на представителен тест, който да демонстрира реакциите на всеки входен параметър поотделно, както и на комбинациите от тези параметри – необходима е статичната и динамична симулация на входните сигнали, които трябва да се реализират така, че да се възпроизведе нормалната среда на работа (трябва да се създадат условия за проверка на времеви ограничения, ограничения по ресурси и други). Това налага използването на допълнително външно оборудване и специални сценарии на поведение на потребителя;
- 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". Това е особено важно, за да се гарантират минимално 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.

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;

- На ниво "Дефинирани интерфейси" е извършено оценяване на разделянето на функциите на системата между апаратни средства и програмната част. Това наложи промяна на функционалността на модулите, използвани в прототипа - оценка на интерфейсите между модулите силно се влияеше от времевия модел за апаратната и за програмната част, който е различен (събитийно базиран, съответно периодично изпълняван). Резултатът е подобряване на надеждност, устойчивост и пропускателна способност.
- На ниво "Синтез на поведение" е извършено оценяване на динамичното поведение на системата. За основа е избран хибриден метод, базиран на симулация на дефекти и ко-симулативен подход за полу-хомогенна среда. Разработена е външна среда на "инжектиране на откази и смущения". Самата външна среда е подложена на същите методи за оценка на качеството и поведението и́.
- На ниво "Програмен код" е извършено оценяване на отказоустойчивостта, надеждността и обработката на специфични ситуации, свързани с ограниченията и потенциалните откази на апаратната част. Реализирани бяха промени в системата за отработване на непредвидени ситуации, като резултат от откази на апаратната част (основно сензори).
- Реализирано е измерване на собствените времена на изпълнение на отделните независими програмни модули и е направен анализ на диспетчируемостта на системата. Като резултат беше установена причината за периодичните откази на една от комуникационните подсистеми и на единия канал за управление на обекта. След повторен анализ с промяна на приоритети на задачите и минимизиране на собствените времена за диспетчиране е постигната пълна диспетчируемост на системата (коефициент на утилизация 0.53 и всички процеси постигат времевите си ограничения), което е доказано и практически чрез симулирани условия при експерименти за натоварване.

Третата основна група дейности, свързани с валидацията и верификацията на устройството, са насочени към наличието в системата на активен източник на смущения "потребител". Тъй като устройството не е автономно, а е свързано с участие на жив човек, който може да подава команди за промяна на режимите или параметрите на работа, то беше разработен профил на "минимално-квалифициран потребител". Това позволи да се разработят сценарии на периодични и спорадични проблеми, генерирани от потребителя чрез подаваните команди и/или манипулации с устройството. Това позволи да промени интерфейса на апарата, като стратегия за превенция на грешки от работата на потребителя. Същевременно бяха разработени и сценарии, които ще се включат в следващи етапи на валидационно тестване на системата.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение може да се каже, че при изследването и създаване на перисталтична 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.

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://eurlex.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

Автори: Веселин Георгиев, гл. ас. д-р, ФКСТ, ПКТ, Технически Университет-София, E-mail address: *veg@tu-sofia.bg*; Иван Евгениев Иванов, доц. д-р, катедра Системи и управление, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *iei@tu-sofia.bg*, Борислав Иванов, докторант, катедра Системи и управление, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *b.ivanov22@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Цоньо Славов



ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МАТРИЧНИТЕ ИМПУЛСНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЛИНЕЙНИ НЕСТАЦИОНАРНИ СИСТЕМИ

Камен Перев

Резюме: Докладът разглежда задачата за изчисляване и апроксимация на импулсните характеристики на линейни нестационарни системи. Накратко е представена общата теория на линейни нестационарни системи и е показано, че основна роля за решаване на уравнението на състоянието играе преходната матрица на състоянието. Разгледани са основните свойства на преходната матрица и са представени основните подходи за нейното изчисляване. Представен е алгоритъм, който се базира на интегриране на уравнение на състоянието чрез метода на Рунге – Кута. Показана е ролята на спрегнатата система на състоянието и са представени двата основни типа импулсни характеристики: нормална и спрегната. Показано е как тези характеристики се апроксимират в ред на Лежандър. Представен е числен пример, който демонстрира изпълнението на получените алгоритми и е изчислена грешката от апроксимация.

Ключови думи: матрична импулсна функция, нормална и спрегната импулсна характеристика, алгоритъм на Рунге – Кута, ортогонален ред на Лежандър

STATE IMPULSE RESPONSE COMPUTATION FOR LINEAR TIME VARYING SYSTEMS

Kamen Perev

Abstract: The paper considers the problem of computing the state impulse response. The general theory of linear time varying systems is shortly presented and the role of the transient matrix for solving the linear state equation is shown. The basic properties of the transient matrix are considered and the basic approaches for its computation are presented. An algorithm for computation of the transient matrix is proposed, which is based on the integration of the state equation by the method of Runge – Kutta. The role of the adjoint system is discussed and the two basic impulse characteristics, namely the normal and the adjoint state impulse responses are presented. It is shown how these characteristics can be approximated in terms of the Legendre orthogonal series. A numerical example, demonstrating the implementation of the algorithms, is also presented and the error of approximation is computed.

Keywords: state impulse response, normal and adjoint impulse characteristic, Runge – Kutta algorithm, Legendre orthogonal polynomials

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Линейните нестационарни системи или системите с променливи параметри намират широко приложение при изследване на процеси, при които коефициентите на описващите диференциални уравнения са функции на времето. Промяната на коефициентите на диференциалните уравнения с времето се определя от различни причини, някои от които се свързват с естеството на физическите процеси протичащи в системата, линеаризацията на нелинейни системи по продължение на траекторията на движение, наличието на стареене на параметрите и други. Линейните нестационарни системи се характеризират с някои разлики спрямо линейните стационарни системи като например фактът, че изходният сигнал на системата не се определя чрез оператора на конволюция, а чрез използване на интегрален оператор. Докато линейните стационарни системи могат да се изучават както във времевата, така и в честотната област (чрез използване на преобразование на Лаплас), то линейните нестационарни системи се изследват само във времевата област.

Една система представлява съвкупност от взаимносвързани елементи, които си взаимодействат с околната среда по определен начин. Системата се характеризира с наличието на входни сигнали, т.е. сигнали, които са резултат от въздействието на околната среда върху системата и изходни сигнали, които определят влиянието на системата върху околната среда. При изследване на процесите протичащи в една система е необходимо да се определи количествено въздействието на входните сигнали върху изходните. Входните сигнали можем да отнесем към някое множество на техните моментни стойности U и на множеството от времевите моменти T, т.е. входният сигнал $u(t) \in U$ при $t \in T$. Векторното пространство на всички допустими входни сигнали U е векторно пространство с елементи $u: T \rightarrow U$ и се нарича входно пространство. Множеството T е подредено множество (с посока от миналото към бъдещето) и за непрекъснати системи е интервал от време, като обикновено $T = [0, \infty)$ или T = [0, T]. Обикновено, множеството от скаларни допустими функции е U = R, а в многомерния случай $U = R^m$. Елементите на входното пространство са функции на времето дефинирани за определен момент от време, т.е. $u(t) \in U$. Ако се интересуваме от правилото за построение на допустимите функции за целия интервал от време, е необходимо да се въведе множеството на допустимите функции Ω , което се определя във вида: $\Omega = \{\omega: T \rightarrow U\}$. Множеството Ω е безкрайномерно векторно пространство и обикновено съдържа по части непрекъснати функции с крайна енергия. Така на интервала [0,T], множеството Ω се задава във вида

$$\Omega = PC([0,T]) \subseteq L_2[0,T].$$

Елементите на множеството на входните сигнали се означава чрез $u(\cdot) \in \Omega$ или $u_{[0,T]} \in \Omega$. Аналогично, изходното векторно пространство е множество с елементи $y: T \rightarrow Y$, където за скаларни изходни сигнали Y = R, а за векторни изходни сигнали Y = R, като за определен момент от време $y(t) \in Y$. Ако ни интересува изходният сигнал за разглеждане върху целия интервал от време, тогава се въ-
вежда пространството на изходните сигнали Γ . $\Gamma = PC([0,T]) \subseteq L_2[0,T]$ и съдържа по части непрекъснати функции с крайна енергия, дефинирани на крайния интервал [0,T]. Елементите на пространството на изходните сигнали върху интервала [0, T] се записват във вида $y(\cdot) \in \Gamma$ или $y_{[0,T]} \in \Gamma$. Множеството на състоянията на системата Х съдържа векторите на състоянията на системата дефинирани за определен момент от време $x(t) \in X$. X се нарича пространство на състоянията и представлява *n*- мерно векторно пространство върху полето от реални числа $X = R^n$. Една динамична система се характеризира чрез петорката (U, X, Y, ϕ, h) , където $\phi: T \times T \times X \times \Omega \rightarrow X$ се нарича преходна функция по състояние на системата, а $h: T \times X \times U \to Y$ се нарича изходна функция. Функцията ϕ задава вектора на състоянието $x(t) = \phi(t, t_0; x_0, u_{[t_0, t]})$, а функцията h задава изходния вектор y(t) = h(t, x(t), u(t)). Когато преходната функция по състояние замести израза за състоянието, вместо изходна функция се получава реакцията на изхода $y(t) = \rho(t, t_0; x_0, u_{[t_0, t]})$. Една динамична система е линейна, когато множествата U, X и Y са линейни векторни пространства, а функциите ϕ, h и ρ са линейни изображения. В този случай е в сила следното твърдение: за всяка наредена двойка $(t,t_0) \in (T \times T)$ и две състояния $\forall x_1, x_2 \in X$, $\forall u_1(\cdot), u_2(\cdot) \in \Omega$, $\forall c_1, c_2 \in R$ е изпълнено равенството:

$$\rho(t,t_0;c_1x_1+c_2x_2,c_1u_1+c_2u_2)=c_1\rho(t,t_0;x_1,u_1)+c_2\rho(t,t_0;x_2,u_2).$$

Реакцията на изхода на една линейна система може да се раздели на две съставки:

$$\rho(t,t_0;x_0,u) = \rho(t,t_0;x_0,0_u) + \rho(t,t_0;0_x,u).$$

Първата съставка се нарича реакция на изхода при нулев входен сигнал, а втората съставка се нарича реакция на изхода при нулево начално състояние. Условието за линейност трябва да се изпълнява и за двете съставки. Условието за линейност при нулево начално състояние е известно още като принцип на суперпозицията.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЛИНЕЙНИ НЕСТАЦИОНАРНИ СИСТЕМИ

Линейната нестационарна система (U, X, Y, ϕ, h) се представя чрез следния модел в пространство на състоянията:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t),$$
 (1.1)

$$y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t), \qquad x(t_0) = x_0, \qquad (1.2)$$

където $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ и $y(t) \in \mathbb{R}^p$. Преходната функция по състояние на системата (1) определя текущето състояние и се задава във вида:

$$x(t) = \rho(t, t_0; x_0, u) = \Phi(t, t_0) x_0 + \int_{t_0}^{t} \Phi(t, \tau) B(\tau) u(\tau) d\tau$$
(2)

където $\Phi(t,t_0)$ е преходната матрица системата. Първият израз в (2) е преходната функция при нулев входен сигнал, а вторият израз е преходната функция при нулево начално състояние. Преходната матрица $\Phi(t,t_0)$ е основна характе-

ристика на линейната динамична система и служи за определяне на решението на уравнението на състоянието (1.1). Преходната матрица определя прехода на системата от началното състояние и също задава въздействието на входния сигнал върху текущото състояние. За определяне на преходната матрица, разглеждаме линейното диференциално еднородно уравнение:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t), \qquad x(t_0) = x_0.$$
 (3)

Основна задача свързана с еднородното уравнение (3) е да се намери неговото решение, ако то съществува и да се установи дали решението е единствено. Условието за съществуване и единственост на решението на (3) се гарантира от условието за непрекъснатост на елементите на матрицата A(t). Може да се покаже, че множеството на всички решения на уравнението (3) образува *n*-мерно векторно пространство, като всяко отделно решение се определя от вектора на началните състояния на системата. Квадратната матрица X(t), чиито стълбове са линейно независимите решения на уравнението (3) се нарича фундаментална матрица на системата. Всеки стълб на фундаменталната матрица удовлетворява уравнението (3). Следователно самата матрица удовлетворява диференциалното уравнение $\dot{X}(t) = A(t)X(t)$ при начално състояние $X(t_0) = X_0$. От определението на фундаменталната матрица на системата се дефинира чрез израза $\Phi(t,t_0) = X(t)X(t_0)^{-1}$. Така преходната матрица е матрична функция на два аргумента: началният момент t_0 и текущият момент $t \ge t_0$. Преходната матрица притежава следните свойства [3]:

$$i) \Phi(t_0, t_0) = X(t_0) X(t_0)^{-1} = I_n, ii) \det \Phi(t, t_0) \neq 0, iii) \Phi(t, t_0)^{-1} = \Phi(t_0, t),$$

$$iv) \det \Phi(t, t_0) = \exp\left\{ \int_{t_0}^t tr[A(\sigma)] d\sigma \right\} (\phi opмула на Oстроградски - Луивил)$$

$$v) \Phi(t_1, t_0) = \Phi(t_1, t) \Phi(t, t_0), t_1 \leq t \leq t_0.$$

Правилото *v*) се нарича правило за композиция на движението, тъй като то показва, че траекторията на движението от момента t_0 до t_1 е композиция на траекториите от t_0 до *t* и от *t* до t_1 . Преходната матрица удовлетворява матричното диференциално уравнение $\Phi(t, t_0) = A(t)\Phi(t, t_0), \quad \Phi(t_0, t_0) = I_n$. Ако x_0 е векторът на началните състояния, то решението на еднородната система (3), т.е. решението за състоянието при нулев входен сигнал, се дава във вида $x(t) = \Phi(t, t_0)x_0$. Като се използва методът на последователните приближения, преходната матрица на линейната нестационарна система може да се определи чрез формулата на Пеано-Бейкър [3]:

$$\Phi(t, t_0) = I_n + \int_{t_0}^t A(\sigma_1) d\sigma_1 + \int_{t_0}^t A(\sigma_1) \int_{t_0}^{\sigma_1} A(\sigma_2) d\sigma_2 d\sigma_1 + \cdots$$
(4)

Добре известен е фактът, че ако линейната система (3) е стационарна, т.е. матрицата A = const., тогава преходната матрица добива вида $\Phi(t,t_0) = e^{A(t-t_0)}$. Смяната на координатната система при система (3) се осъществява чрез израза $\tilde{x}(t) = P(t)x(t)$, където матрицата на преобразование на подобие P(t) е функция на времето. Тогава уравнението (3) в нови пространствени координати може да се запише във вида:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \left[P(t)A(t)P(t)^{-1} + \dot{P}(t)P(t)^{-1}\right]\tilde{x}(t),$$
(5)

където системната матрица в новите координати се представя във вида:

$$\tilde{A}(t) = P(t)A(t)P(t)^{-1} + \dot{P}(t)P(t)^{-1}.$$

Тогава, преходната функция при сменен базис на изходната система (3) се представя във вида:

$$\Phi_{\tilde{A}}(t,t_0) = P(t)^{-1} \Phi_{(PAP^{-1}+\dot{P}P^{-1})}(t,t_0) P(t_0).$$
(6)

Интерес при изчисляване на някои характеристики на системата (1) представлява спрегнатата за системата (3), която се задава чрез следното еднородно уравнение [3]:

$$\dot{p}(t) = -A(t)^T p(t), \qquad p(0) = p_0.$$
 (7)

Преходната матрица за системата (7) се задава във вида $\Psi(t,t_0) = \Phi(t_0,t)^r$.

Спрегнатата система се използва в случаите, когато изменението на преходната матрица за системата (3) е по първия аргумент, вместо по втория. Този случай намира приложение за изчисляване на преходната функция по състояние при нулево начално състояние, в някои задачи на вариационното смятане и др. Между състоянията на системата (3) и нейната спрегната (7) съществува следното съотношение: $\langle x(t), p(t) \rangle = const.$, където чрез $\langle \cdot, \cdot \rangle$ е означено скаларното произведение на две векторни функции. Спрегната система задава решението на изходната система обратно във времето, като от съотношението:

$$\dot{\Psi}(t,t_0) = -A(t)^T \Psi(t,t_0)$$

се получава следното уравнение за преходната матрица на изходната система: $\dot{\Phi}(t_0,t)^T = -A(t)^T \Phi(t_0,t)^T$, $\Phi(t_0,t_0) = I_n$, където производната е по първия аргумент. Така спрегнатата система (7) може да се използва при изчисляване на матричната импулсна характеристика на (3).

Импулсната характеристика по състояние на системата (1) представлява втория израз от преходната функция по състояние (2). Непосредствено се вижда, че изчисляването на матричната импулсна характеристика се обвързва с изменение на преходната матрица по втория аргумент. За разлика от стационарния случай, импулсната характеристика по състояние на линейната нестационарна система е функция на две променливи. Преходната матрица може да се разглежда като функция на Грийн за линейната система.



Фиг.1. Блок диаграма за определяне на нормалната импулсна характеристика.

Първият аргумент задава момента, в който се прилага импулсната функция към системата. Вторият аргумент задава развитието на импулсната характеристика по състояние във времето. Така например, ако входният сигнал е $u(t) = \delta(t - t_0)$,

то тогава импулсната характеристика по състояние се получава във вида $x(t;t_0) = W(t,t_0) = \Phi(t,t_0)B(t_0)$. Фиг.1 показва схемата за получаване на импулсната характеристика по състояние на изходната система (матрична импулсна преходна функция) $W(t,t_0)$ описана чрез уравнението на състоянието (1.1) [1]. При фиксиран начален момент t_0 , тази характеристика е функция на втория аргумент. За фиксирани стойности (t,t_0) , състоянието x(t) е линейна функция на входния сигнал и може да се получи като сума за всички възможни моментни стойности на u(t), разглеждани като импулсни функции, т.е.

$$x(t) \approx \sum_{\tau} \Phi(t,\tau) B(\tau) u(\tau) d\tau$$
,

откъдето се получава преходната функция при нулево начално състояние:

$$x(t) = \rho(t, t_0; 0_x, u) = \int_{t_0}^{t} \Phi(t, \tau) B(\tau) u(\tau) d\tau, \qquad t \ge t_0$$
(8)

Ако се разглежда и уравнението на изхода, можем да получим импулсната преходна функция или тегловната функция във вида:

$$y(t) = C(t)\Phi(t,\tau)B(\tau) + D(\tau)\delta(t-\tau), \quad t \ge \tau$$
(9)

Така получената характеристика, определена при фиксиран първи аргумент $\tau = t_0$, се нарича нормална импулсна характеристика. Подобно на преходната функция по състояние, нормалната импулсна характеристика е функция на две променливи: първият аргумент задава момента на подаване на входния импулс, а вторият аргумент определя текущия момент на наблюдение. За разлика от линейните стационарни системи, импулсната характеристика на нестационарната система зависи от момента на възбуждане и при различни моменти на възбуждане, тя има различна форма. Това следва от факта, че при изменение на момента на прилагане на входния импулс се изменят и стойностите на параметрите на системата, което води до изменение на вида на реакция на системата за зададения импулс. Ако фиксираме втория аргумент и изменяме първия аргумент, се получава спрегнатата импулсна характеристика по състояние.



Фиг.2. Блок диаграма за определяне на спрегнатата импулсна характеристика

Фиг.2 представя спрегнатата импулсна характеристика по състояние $W(t_0,t)^T$ [1]. Две са основните разлики с нормалната импулсна характеристика по състояние. Първата е, че при фиксиран втори аргумент, тази характеристика е функция на първия си аргумент. Втората разлика е, че получената матрична функция е транспонирана по отношение на нормалната импулсна характеристика по състояние. Може да се покаже, че спрегнатата импулсна характеристика е импулсната характеристика на дуалната на (1) система. Спрегнатата система се задава чрез уравненията:

$$\dot{p}(t) = -A(t)^T p(t) + C(t)^T \tilde{u}(t), \qquad (10.1)$$

$$\widetilde{y}(t) = B(t)^T p(t) + D(t)^T \widetilde{u}(t), \qquad p(t_0) = p_0$$
(10.2)

Спрегнатата импулсна характеристика играе важна роля за изчисляване на изходните сигнали и техните характеристики при линейни нестационарни системи. Основна разлика между двете импулсни характеристики е, че ако нормалната характеристика има затихващ характер, то спрегнатата характеристика е незатихваща. Времето, за което нормалната импулсна характеристика затихва, се нарича ефективна продължителност на импулсната характеристика.

3. ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ИМПУЛСНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЛИНЕЙНИ НЕСТАЦИОНАРНИ СИСТЕМИ

В основата на определяне на импулсните характеристики на една линейна нестационарна система стои изчисляването на нейната преходна матрица. Съществуват няколко основни метода за изчисляване на преходната матрица. На първо място може да се използва матричното диференциално уравнение:

 $\dot{\Phi}(t,t_0) = A(t)\Phi(t,t_0),$ $\Phi(t_0,t_0) = I_n$ като преходната матрица $\Phi(t,t_0)$ се получава чрез числено интегриране на това уравнение при фиксирана стойност на началния момент от време t_0 . Друг подход за изчисляване на преходната матрица е като се използва уравнението $x(t) = \Phi(t,t_0)x_0$. За целта е необходимо численото интегриране на векторното диференциално уравнение $\dot{x}(t) = A(t)x(t)$ при начални условия съответните стълбове на единичната матрица $x(t_0) = e_i, i = 1, 2, \dots, n$. Преходната матрица се получава като се групират всички получени решения за всички стълбове на единичната матрица. Трети подход за изчисляване на преходната матрица е като се сумира редът на Пеано – Бейкър [3]:

$$\Phi(t, t_0) = I_n + \int_{t_0}^{t} A(\sigma_1) d\sigma_1 + \int_{t_0}^{t} A(\sigma_1) \int_{t_0}^{\sigma_1} A(\sigma_2) d\sigma_2 d\sigma_1 + \cdots$$

и се търси апроксимационно решение при ограничаване на броя на събираемите. При линейни стационарни системи може да се използва операторния метод чрез обратно преобразование на Лаплас, прилагане на теоремата на Кели – Хамилтън или използването на преобразование на подобие и привеждане на системната матрица в Жорданова форма.

В основата на метода за изчисляване на матричната импулсна преходна функция стои численото интегриране на еднородното диференциално уравнение $\dot{x}(t) = A(t)x(t)$ при начални условия $x(t_0) = x_0$. Полученото решение се получава във вида $x(t) = \Phi(t, t_0)x_0$. Ако изберем началните условия да бъдат стълбовете на единичната матрица, се получават решенията във вида

 $[x^{1}(t) \quad x^{2}(t) \quad \cdots \quad x^{n}(t)] = \Phi(t, t_{0})[e_{1} \quad e_{2} \quad \cdots \quad e_{n}],$

където $x^{i}(t)$ е решението на диференциалното уравнение при вектор на начално състояние e_{i} (*i*-тият стълб на единичната матрица). Следователно, лявата част

на горното равенство е преходната матрица, т.е. $[x^1(t) \ x^2(t) \ \cdots \ x^n(t)] = \Phi(t, t_0)$. В по-нататъшните разглеждания ще се използва метода на числено интегриране на еднородното уравнение на състоянията чрез прилагане на процедурата на Рунге – Кута. Алгоритъмът за изчисляване на преходната матрица $\Phi(t, t_0)$ е следният:

i) k = 1; *ii)* избира се начален вектор на състоянието $x_0 = e_k$; *iii)* прилага се алгоритъмът на Рунге – Кута 3 – 4 за числено интегриране на диференциалното уравнение $\dot{x}(t) = A(t)x(t)$ на интервала $[t_0, t]$ при зададеното начално състояние; определя се k – тият стълб на преходната матрица; *iv)* k = k + 1; *v)* проверка k = n + 1; ако не, отиди на *ii)*; ако да – край.

За изчисляване на преходната матрица $\Psi(t,t_0)$ на спрегнатата система $\dot{p}(t) = -A(t)^T p(t)$ се използва същият алгоритъм. Интерес представлява изчисляване на преходната матрица на изходната система при фиксиран втори аргумент и функция на първия си аргумент. Този вид на преходната матрица служи за изчисляване на преходната функция при нулеви начални условия:

$$x(t) = \rho(t, t_0; 0_x, u) = \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) B(\tau) u(\tau) d\tau = \Phi(t, t_0) \int_{t_0}^t \Phi(t_0, \tau) B(\tau) u(\tau) d\tau$$

Така, за определяне на преходната функция на системата по състояние, е необходимо определянето на преходната матрица $\Phi(t_0, \tau)$ при фиксиран начален момент t_0 и функция на променливата τ . Тогава изчислената преходна матрица на спрегнатата система $\Psi(\tau, t_0)$ се използва както следва:

$$\Phi(t,\tau) = \Phi(t,t_0)\Phi(t_0,\tau) = \Phi(t,t_0)\Psi(\tau,t_0)^T.$$

Съществуват две особености при изчисляване на спрегнатата матрична импулсна преходна функция: *i*) спрегнатата система е неустойчива и изчисляването на спрегнатата импулсна характеристика е свързано с интегриране на неустойчива система; така, процесът на интегриране е твърде чувствителен към неопределеност в параметрите на системата и *ii*) импулсната преходна функция на спрегнатата система се развива обратно във времето; този факт налага при представяне на характеристиката да се използва инверсно време, т.е. характеристиката да е обърната по отношение на развитието на времевата променлива. В по-нататъшните разглеждания ще се разгледа апроксимацията на получените импулсни характеристики чрез развитие в ортогонален ред на Лежандър.

Полиномите на Лежандър образуват пълно ортогонално множество в хилбертовото пространство $L_2[-1,1]$ и могат да бъдат определени от рекурсивното съотношение [2]:

$$P_{n+1}(t) = \frac{(2n+1)tP_n(t) - nP_{n-1}(t)}{n+1}, P_0(t) = 1, \qquad P_1(t) = t, \qquad n = 1, 2, \cdots$$

Те могат да бъдат нормализирани чрез израза $\psi_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}}P_n(t)$ и не изискват

използването на тегловна функция. Когато дефиниционната област е различна от интервала [-1,1], се използват отместените полиноми на Лежандър. Така нап-

ример за интервала [0,T], отместените полиноми на Лежандър се задават във вида: $\psi_n(t) = \sqrt{\frac{2n+1}{2}} P_n\left(\frac{2}{T}t-1\right),$ $t \in [0,T]$. Тогава, всяка функция $f(t) \in L_2[0,T]$ може да се апроксимира посредством отместен ортогонален ред на Лежандър във вида:

$$f(t) \approx \sum_{n=0}^{N} q_n \sqrt{\frac{2n+1}{2}} P_n\left(\frac{2}{T}t-1\right), \qquad q_n = \frac{2}{T} \sqrt{\frac{2n+1}{2}} \int_{0}^{T} f(t) P_n\left(\frac{2}{T}t-1\right) dt,$$

където N е степента на ортогоналния ред и q_n са коефициентите на Фурие в ортогоналното представяне. Целта тук е апроксимацията на импулсната характеристика по състояние чрез използване на ортогонално полиномно представяне, където грешката от апроксимация е $\varepsilon_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt - \sum_{n=1}^{N} q_n^2$ [4].

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Разглеждаме линейната нестационарна система във вида [3]:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t),$$
 $x(t_0) = x_0,$
където матриците $A(t)$ и $B(t)$ са зададени както следва:
 $A(t) = \begin{bmatrix} -1 + a\cos^2 t & 1 - a\sin t\cos t \end{bmatrix},$ $B(t)$

$$A(t) = \begin{bmatrix} -1 + a\cos^2 t & 1 - a\sin t\cos t \\ -1 - a\sin t\cos t & -1 + a\sin^2 t \end{bmatrix}, \qquad B(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Параметърът a приема стойността a = 1.5. Импулсните характеристики по състояние се изследват на интервала $\begin{bmatrix} 0 & 0.5 \end{bmatrix}$, с такт на дискретизация $\Delta = 0.005$.



0.5 0.25 0.3 0.35 0.15 0.2 0.4 0.45

Фиг.3. Нормални импулсни функции

Фиг.4. Спрегнати импулсни функции

На фиг.3 са представени нормалните матрични импулсни преходни функции. На фиг.4 са представени спрегнатите матрични преходни функции. Вижда се, че двете характеристики имат сходна форма, като разликата е в мащаба на времето. Фиг.5 представя спрегнатата матрична преходна функция определена в инверсно време, получена чрез симетрично отражение спрямо средата на времевия интервал. При апроксимация на импулсните характеристики в ред на Лежандър (фиг.6), се използват апроксимиращи отместени полиноми от ред N = 15 на интервала $\begin{bmatrix} 0 & 0.5 \end{bmatrix}$ със стъпка на дискретизация $\Delta = 0.005$.



Фиг.5. Спрегнати импулсни функции в инверсно време



Фиг.6. Нормални импулсни функции апроксимирани в ред на Лежандър

Относителната квадратична грешка от апроксимация се изчислява както следва:

$$\varepsilon_1 = \frac{\|x_1 - \widetilde{x}_1\|}{\|x_1\|} = 0.05$$
 $\varepsilon_2 = \frac{\|x_2 - \widetilde{x}_2\|}{\|x_2\|} = 0.065$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Тази разработка разглежда задачата за определяне на нормалната матрична импулсна преходна функция, спрегнатата матрична импулсна преходна функция и ортогоналната им апроксимация. Представена е общата теория на линейните нестационарни системи, разгледана е преходната матрица и са показани нейните основни свойства. Генерирани са алгоритми за определяне на нормалната и спрегнатата импулсна характеристика. Представен е числен пример за изчисляване на тези характеристики и са определени грешките от апроксимация в ортогонален ред на Лежандър.

Изследванията в този доклад са частично финансирани от кат. Системи и Управление, факултет Автоматика, Технически Университет - София

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Солодов, А., Методы теории систем в задаче непрерывной линейной фильтрации, Наука, М., 1976
- 2. Abramowitz, M., I. Stegun, edts., *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables*, Dover Publ., N. Y., 1972
- 3. Callier, F., C. Desoer, Linear system theory, Springer, N.Y., 1991
- 4. Schetzen, M., *The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems*, R. Krieger Publ. Corp., Malabar, 1989

Автор: Камен Перев, доц. д-р, кат. "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kperev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Теофана Пулева

LQG/ LTR РЕГУЛАТОР НА МОЩНОСТТА НА ВЕТРОГЕНЕРАТОР

Теофана Пулева, Цоньо Славов

Резюме: В статията се представят изследвания на LQG (Linear Quadratic Gaussian) подход за управление на мощността на ветрогенератор, който е съчетан с методологията LTR (Loop Transfer Recovery). Разглежда се двумасов модел на валовата линия. От него е изведен линеен модел със структурирана неопределеност, който описва динамиката на обекта в целия работен диапазон. На базата на номиналния модел е извършен синтез на LQR и LQG/LTR регулатори. Направен е анализ на робастността на системата с LQR и LQG/LTR, който показва, че синтезираният регулатор осигурява робастно качество и робастна устойчивост. Симулационните резултати показват ефективността на системата за управление в режим "извличане на максимална мощност", когато скоростта на вятъра се изменя в широки граници.

Ключови думи: ветрогенератор, двумасов модел на валовата линия, LQR, LQG/LTR управление

LQG/LTR POWER CONTROL OF WIND GENERATOR

Teofana Puleva, Tsonyo Slavov

Abstract: In this paper investigations concerning LQG (Linear Quadratic Gaussian) approach for power control of wind turbine generator combined with the methodology LTR (Loop Transfer Recovery) are presented. Two-mass drive train model is considered. The linear model with parametric uncertainty is obtained. This model describes the plant dynamics in whole working range. Based on the nominal model the LQR and LQG/LTR controllers are designed. Robustness analysis of the investigated control system is performed. The results show that the designed controller provides robust stability and robust performance of the control system. Simulation results show the control system performance in "maximum power extraction" regime when the wind speed varies in a large range.

Keywords: wind turbine generator, two-mass drive train model, LQR, LQG/LTR control

1. УВОД

При ветрогенераторите (ВтГ) поради променливия характер на първичния енергиен ресурс е особено важно да се извлича максималната енергия от вятъра или да се осъществи работа на номинална мощност, при наличие условия за това. Това означава, че системата за управление на ВтГ трябва да отработва променливо задание по мощност или по скорост. Работа при променлива скорост на ротора води до възможността да се максимизира извличаната енергия, до намаляване на механичните усилия върху валовата линия и подобряване на качеството на изходната мощност [1,2]. Стратегии за управление на ВтГ подробно са представени в [3,4]. Тя може да се реализира с различни регулатори, като в литературата са предложени основно такива базирани на едномасов модел. Така в [5] се предлага робастен двурежимен регулатор на скоростта на ВтГ, а в [6,7] - класически LQR и предсказващи регулатори при едномасов модел на ВтГ. Изменението на скоростта на вятъра в широки граници и изискванията за качество на САУ в целия работен диапазон мотивира авторите да синтезират регулатор при по-детайлно описание на валовата линия, който да осигури робастност на САУ.

В това изследване се разглежда LQG управление на мощността на ветрогенератор, което е съчетано с методологията LTR. Разглежда се двумасов модел на валовата линия. От него е изведен линеен модел със структурирана неопределеност, който описва динамиката на обекта в целия работен диапазон. Извършено е сравнение на синтезирания LQG/LTR регулатор с LQR регулатор синтезиран при пълна информация за вектора на състоянието. Робастният анализ на системата показва, че тя притежава робастно качество и робастна устойчивост. Симулационните изследвания са извършени при променлив профил на заданието в режим на "извличане на максимална мощност", когато скоростта на вятъра се изменя в широки граници.

2. МОДЕЛИРАНЕ НА СИСТЕМАТА ЗА ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА ЕНЕРГИЯТА ОТ ВЯТЪРА

ВтГ представляват съвкупност от три основни динамични подсистеми: аеродинамична, механична и електромеханична [8]. Аеродинамичната система представлява ротора на турбината, който се състои от лопати захванати за главина. Механичната система е съвкупността от вала, куплиран към ротора на ветрогенератора (бавноскоростен вал), предавателна кутия и вала от предавателната кутия към генератора (високоскоростен вал). Електромеханичната система се състои от ротора на турбината и генератор, който преобразува механичната енергия от завъртането на ротора в електрическа. Към тази система се включват и преобразувателите на електрическа енергия, които привеждат генерираното електричество в достъпен вид за електрическата мрежа.

Моделиране на аеродинамичната система

Аеродинамичният момент на турбината зависи от квадрата на скоростта на вятъра и от КПД на аеродинамичната система съгласно съотношението:

$$T_a = 0.5\pi\rho R^3 v^2 C_T(\nu,\beta,\omega), \qquad (1)$$

където ρ е плътността на въздуха; $[kg/m^3]$; R - радиус на лопатите; [m]; v - скорост на вятъра [m/s]; $C_T(v, \beta, \omega)$ е КПД на аеродинамичната система, зависещ по нелинеен закон от скоростта на вятъра, от ъгъла на завъртане на лопатите на турбината и ъгловата скорост. Аналогично на (1), може да се запише израз за мощността на турбината

$$P_W = 0.5\pi\rho R^2 v^3 C_P(v,\beta,\omega), \qquad (2)$$

където КПД на аеродинамичната система зависи от КПД по мощност съгласно зависимостта:

$$C_T(\lambda,\beta) = \frac{C_P(\lambda,\beta)}{\lambda},\tag{3}$$

а специфичната скорост λ се определя от израза:

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \,. \tag{4}$$

 $C_P(\lambda,\beta)$ обикновено се апроксимира с израза

$$C_{P}(\lambda,\beta) = c_{1}\left(c_{2}\frac{1}{\Lambda} - c_{3}\beta - c_{4}\beta^{x} - c_{5}\right)e^{-c_{6}\frac{1}{\Lambda}}, \frac{1}{\Lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^{3}},$$
(5)

където $c_1 = 0.5$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 0$, $c_5 = 5$, $c_6 = 21$ [9].

За ВтГ с фиксиран ъгъл на завъртане на лопатките $\beta = 0$. Като се има предвид (1) и (3) окончателно за аеродинамичния момент се получава

$$T_a(v,\omega) = \frac{0.5\pi\rho R^3 v^2 C_P(\lambda)}{\lambda}.$$
(6)

Моделиране на механичната система

Уравненията, отчитащи масата на ротора, масата на предавателната кутия и генератора, и коефициентите на твърдост и еластичност, могат да се сведат до описание на модел с две маси (фиг.1).



Фиг.1. Двумасов модел на валовата линия на ветрогенератор с мултипликатор

Валът на ротора (вятърната турбина) е представен чрез коефициентите на затихване D и на твърдост K. Коефициентите на еластичност на останалите елементи D_W и D_G имат слабо влияние върху модела на усукване на вала. Така валовата линия се описва с [9]:

$$J_{W}\frac{d\Delta\omega_{W}}{dt} = T_{W} - K(\delta_{W} - \frac{\delta_{G}}{\upsilon}) - D\left(\Delta\omega_{W} - \frac{\Delta\omega_{G}}{\upsilon}\right) - D_{W}\Delta\omega_{W}, \qquad (7)$$

$$\frac{d\partial_W}{dt} = \Delta \omega_W, \tag{8}$$

$$J_{G}\frac{d\Delta\omega_{G}}{dt} = -T_{G} + \left[K(\delta_{W} - \frac{\delta_{G}}{\upsilon}) + D\left(\Delta\omega_{W} - \frac{\Delta\omega_{G}}{\upsilon}\right)\right]\frac{1}{\upsilon} - D_{G}\Delta\omega_{G},\tag{9}$$

$$\frac{d\delta_G}{dt} = \Delta\omega_G. \tag{10}$$

където J_W , J_G са инерционни моменти съответно на ротора и генератора $[kg.m^2]; \omega_W$, ω_G , δ_W , δ_G - ъглова скорост и ъгловово отклонение, представени съответно в механични и електрически [rad / s]и, съответно на нискоскоростния и високоскоростния вал; T_W - двигателен момент на ротора [Nm], създаван от аеродинамичния момент $T_a; T_{GB}$ - момент на нискоскоростната страна на предавателната кутия $[Nm]; T_G$ - съпротивителен момент, създаван чрез товара на генератора $[Nm]; \upsilon$ - коефициент на предавателната кутия. Взето е предвид, че $\omega_G = \upsilon \omega_{GB}$ и $\delta_G = \upsilon \delta_{GB}$.

3. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НА МОДЕЛА

Вижда се, че аеродинамичният момент е нелинейна функция на скоростта на вятъра, свързана със специфичната скорост λ и ъгловата скорост на вятърната турбина ω . Изразът (6) се линеаризира в околност на избран работен режим $x_0 = (\omega_0, \nu_0)$.

$$\Delta T_a = \theta \Delta v + \gamma \Delta \omega, \tag{11}$$

$$\theta = \frac{\partial T_a}{\partial v}\Big|_{x_0} = C_0 v \left[2C_T(\lambda_0) - \lambda_0 \frac{dC_T}{d\lambda}\Big|_{\lambda = \lambda_0} \right], \tag{12}$$

$$\gamma = \frac{\partial T_a}{\partial \omega} \bigg|_{x_0} = C_0 v R \frac{dC_T}{d\lambda} \bigg|_{\lambda = \lambda_0}, \qquad (13)$$

$$C_0 = \frac{\rho}{2} \pi R^3, \qquad \lambda_0 = \frac{\omega_0 R}{\nu_0}. \tag{14}$$

След проведената линеаризация на аеродинамичния момент, (11) се замества в (7). Приема се, че двигателният момент, създаван от турбината, е близък до аеродинамичния момент $T_a \approx T_W$. Така описанието на обекта в пространство на състоянията има вида:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Gamma \theta \Delta v,$$

$$y = Cx + Du,$$
(15)

където векторът на състоянията е $x = \begin{bmatrix} \Delta \omega_W & \delta_W - \frac{\delta_G}{\nu} & \Delta \omega_G \end{bmatrix}$, управлението е съпротивителният момент, създаван от генератора $u = T_G$, а изходът се асоциира с век-

тора на състоянията. Матриците в описанието (15) имат вида:

$$A = \begin{vmatrix} \frac{\gamma - D}{J_{W}} & -\frac{K}{J_{W}} & \frac{D}{J_{W}\upsilon} \\ 1 & 0 & -\frac{1}{\upsilon} \\ \frac{D}{J_{G}\upsilon} & \frac{K}{J_{G}\upsilon} & -\frac{D}{J_{G}\upsilon^{2}} \end{vmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_{G}} \end{bmatrix}, \Gamma = \begin{bmatrix} \frac{\theta}{J_{W}} \\ 0 \\ 0 \\ \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D = 0.$$
(16)

Коефициентите γ и θ в линеаризирания модел (15)-(16) се изменят по отношение на работната точка, която зависи от скоростта на вятъра и ъгловата скорост на ротора. При изменения на скоростта на вятъра в интервала $v \in [1, 18]$ m/s и

 $\lambda \in [2,13]$, коефициентът γ се изменя в интервала [-2×10^5 , 3×10^5], *Nms*. Членът $\theta \Delta v$ може да се разглежда като входно смущение. По този начин моделът (15)-(16) за целия работен диапазон може да се представи като линеен модел със структурирана неопределеност.

$$\begin{vmatrix} \dot{x} = A(\gamma)x + Bu + \Gamma d_i \\ y = Cx + Du \end{vmatrix}, \ d_i = \theta \Delta v, \quad \gamma = \overline{\gamma}(1 + p_\gamma \Delta), \tag{17}$$

където *A*, *B*, *C*, *D* се определят от (16) , $\overline{\gamma} = 0.5 \times 10^5$ е номиналната стойност , $p_{\gamma} = 5$ е максималното отклонение от номиналната стойност и $|\Delta| \le 1$ е неопределеният блок.

4. СИНТЕЗ НА LQG/LTR РЕГУЛАТОР

В [10] са представени резултати от синтез на система за управление на мощността на ветрогенератор с LQR регулатор при двумасов модел на валовата линия в режим на "извличане на максимална мощност" от първичния енергиен ресурс, когато скоростта на вятъра се изменя в широки граници. На основата на изведения линеен модел със структурирана неопределеност, описващ динамиката на обекта в целия работен диапазон, е извършен анализ на робастността на системата, който показва, че синтезираният регулатор осигурява робастно качество и робастна устойчивост. Известно е, че въвеждането на оптимален стохастичен наблюдател в обратната връзка може значително да влоши робастната устойчивост - запасите по модул и фаза могат да се влошат [11]. Оказва се, че е възможно да се модифицира синтеза на наблюдателя, така че да се възстановят робастните свойства на системата с цел да станат близки до тези при наличие само на LQR регулатор. Този подход е известен в литературата като "Loop Transfer Recovery" (LTR). Той е особено ефективен при минимално фазови системи. Основната идея на метода се състои в това да се разположат някои от полюсите на наблюдателя близо до нулите на обекта, а останалите полюси на наблюдателя да се преместят достатъчно наляво в комплексната полуравнина. В това изследване се предлага използване на LQG/LTR подход за синтез на линейно-квадратичен регулатор с интегрално действие и Калманов филтър, водещ до подобряване на робастните свойства на проектираната система при изменение на скоростта на вятъра в широки граници в изследвания режим. Описанието на обекта в ПС има вида:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \eta, \qquad (18)$$
$$y = Cx + \xi,$$

където η и ξ са некорелирани бели гаусови шумове с нулева средна стойност съответно на входа на системата и измервателен шум на изхода с ковариационни матрици R_{η} и R_{ξ} . Наблюдателят се представя във вида:

$$\hat{x} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}),$$

$$\hat{y} = C\hat{x}.$$
(19)

Синтезът на регулатор чрез обратна връзка по състояние $u = -K\hat{x}$, води до следната зависимост, като се имат предвид (18) и (19):

$$u(s) = -K(sI - A + LC + BK)^{-1}Ly(s).$$
(20)

Следователно синтезът на *LQG* регулатор е еквивалентен на синтез на динамичен компенсатор с описание

$$D_{c}(s) = K(sI - A + LC + BK)^{-1}L.$$
 (21)

Параметрите R_{η} и R_{ξ} служат като средство за настройване на динамичния компенсатор. Без загуба на общност може да се избере $R_{\eta} = B_1 B_1^T$, а $R_{\xi} = 1$. Съгласно процедурата LTR, се предполага че $B_1 = qB$, където q е скаларен параметър. Показано е, че за минимално фазова система [11]

$$\lim_{q \to \infty} D_c(s) G(s) = K(sI - A)^{-1} B.$$
⁽²²⁾

Динамичният компенсатор в този случай се определя чрез инверсната предавателна функция на обекта:

$$\lim_{q \to \infty} D_c(s) = K(sI - A)^{-1} B G^{-1}(s), \qquad (23)$$

който израз потвърждава ограничението при използване на този подход за неминимално фазови системи. На практика възстановяване на робастните свойства на системата с компенсатор LQG/LTR е свързано с въвеждане на фиктивен шум в състоянията на обекта при синтеза на филтъра на Калман. Колкото интензивността на този шум нараства предавателната функция на отворената система се приближава към идеалния случай с използване на LQR компенсатор.

Блоковата схема на системата за управление е показана на фиг.2. ВтГ с променлива скорост имат два режима на работа – под номинална мощност (извличане на максимална мощност от първичния енергиен ресурс) и на номинална мощност. В режим на "*извличане на максимална мощност от вятъра*, заданието се определя от [4,7,9]:

$$\omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v \,. \tag{24}$$

Векторът на състоянието се разширява с допълнително състояние, представляващо интеграл от грешката по скорост

$$\dot{x}_i = r - \overline{C}\overline{x} \tag{25}$$



Фиг.2 Блок-схема на системата за управление

Така за описанието на разширения обект се получава

$$\begin{vmatrix} \dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u + \bar{\Gamma}d_i \\ y = \bar{C}x + \bar{D}u \end{vmatrix}, \qquad (26)$$
$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0_{3\times 1} \\ -C & 0_{1\times 1} \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{vmatrix} B \\ 0_{1\times 1} \end{vmatrix}, \bar{C} = \begin{bmatrix} C & 0_{1\times 1} \end{bmatrix}, \bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0_{1\times 1} \end{bmatrix}, \bar{D} = 0_{1\times 1}, \qquad (26)$$

където $\overline{x} = \begin{bmatrix} x & x_i \end{bmatrix}^T$.

Синтезът на регулатора се извършва по квадратичен критерий

$$J = \int_{0}^{\infty} [\overline{x}^{T}(t)Q\overline{x}(t) + u^{T}(t)Ru(t)]dt, \qquad (27)$$

Управлението, което минимизира (27) с отчитане на модела (26) се определя от

$$u = -\overline{K}\overline{x}, \quad \overline{K} = [K_p \quad -K_i] \tag{28}$$

където матрицата на регулатора \overline{K} е

$$\overline{K} = R^{-1}\overline{B}^T P, \qquad (29)$$

а Реположително определеното решение на уравнението

$$\overline{A}^{T}P + P\overline{A} - P\overline{B}R^{-1}\overline{B}^{T}P + Q = 0.$$
(30)

Векторът х е неизмерим, при което управлението (28) се формира от

$$u = -K_p \hat{x} + K_i x_i, \tag{31}$$

където \hat{x} е оценка на *x*. Тя се получава от филтър на Калман

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}).$$
 (32)

Коефициентът на усилване на филтъра L се определя от равенството

$$L = D_e C^T V_{\xi}^{-1}, \qquad (33)$$

където дисперсията на грешката D_e се определя от уравнението на Рикати:

$$AD_{e} + D_{e}A^{T} - D_{e}C^{T}V_{\xi}^{-1}CD_{e} + B_{1}V_{\eta}B_{1}^{T} = 0.$$
(34)

5. СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ

Проведени са симулационни изследвания със следните параметри на двумасов модел на ветрогенератор: номинална мощност на генератора $P_n = 850 \ kW$; радиус на ротора $R = 26 \ m$; работна точка $v_{t_0} = 7 \ m/s$, $\lambda_0 = 7.9$, $\omega_0 = 2.13 \ rad/s$; коефициент на затихване на валовата линия $D = 1.10^6 \ Nms$, коефициент на твърдост на валовата линия $K = 6.10^7 \ Nm$, инерционен момент на турбината $J_W = 1.6.10^6 \ kgm^2$, инерционен момент на генератора $J_G = 35.18 \ kgm^2$, коефициент на предавателната кутия $\upsilon = 67.5$, плътност на въздуха $\rho = 1.225 \ kg \ m^3$. За синтеза на LQR регулатора на разширената система (26) са избрани следните тегловни матрици:

$$Q = \begin{bmatrix} 3 \times 10^3 C^T C & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 6 \times 10^3 \end{bmatrix}, \quad R = 10^{-5},$$

за които са получени следните параметри на регулатора

$$K_p = 1.10^4 \left[-3.55 \quad 0.33 \quad -5.4.10^{-3} \right], \ K_i = -2.45.10^4.$$

На фиг.3 са показани заданието по скорост и ъгловата скорост на ротора при променлива скорост на вятъра в режим на работа на "*извличане на максимална мощност*". На фиг.4 се вижда кпд на ВтГ, чиято стойност е близка до оптималната.



На фиг.5 са показани резултатите от прилагане на LQG/LTR методологията. Вижда се, че при увеличаване на параметъра q честотните характеристики на отворената система клонят към тези на системата с LQR управление. Подобряване на робастните свойства на системата с LQG/LTR управление се наблюдава и от функциите на чувствителност и допълнителна чувствителност на неопределената система за две стойности на параметъра q. В нискочестотния диапазон при голямата стойност на q системата с LQG/LTR регулатора запазва качество за цялата област на неопределеност, докато тази със стандартния LQG регулатор (синтез при q=0.1) ще отработва по различен начин товарните смущения

в зависимост от скоростта на вятъра.



Фиг.5. Честотни характеристики при LQG/LTR синтез при промяна на параметъра *q*



Фиг.6. Допълнителна чувствителност при: (a) *q*=10000, (б) *q*=0.1



Фиг.7. Чувствителност на неопределената система (а) при q=10000 и (б) q=0.1

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е синтезирана система за управление на мощността на ВтГ с LQG/LTR регулатор. Обектът е моделиран с двумасов нелинеен модел. От него е изведен линеен модел със структурирана неопределеност, който описва динамиката на обекта в целия работен диапазон. Неопределеният параметър заема различни стойности в зависимост от скоростта на вятъра и скоростта на въртене на ротора. Извършен е анализ на робастното качество и робастната устойчивост, който показва че синтезираният регулатор осигурява робастност на системата. Симулационните резултати показват ефективността на системата за управление в режим "извличане на максимална мощност", когато скоростта на вятъра се изменя в широки граници.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ackermann, T. Wind Power in Power Systems, Wiley-Blackwell; 2nd ed., 2012

[2] Bianchi, F., De Battista H., Mantz R. Wind Turbine Control System, Springer 2003, Berlin

[3] Connor, C., W. Leithead. Control strategies for variable speed stall regulated wind turbines, Proc. Of European Wind Energy Conference, 1994

[4] Leithead, W.E., B. Connor. Control of variable speed wind turbines: Design task, Int. Journal of Control, Vol.73, №13, pp.1189-1212, 2000

[5] Connor, B., W. Leithead, S. Robertson. Robust two-level control design approach to variable speed stall regulated wind turbines. European Wind Energy Conference'97, pp.551-554, 1998

[6] Ekelund, T. Modeling and linear quadratic optimal control of wind turbines, PhD thesis, Chalmers University of Technology, Sweden, 1997

[7] Munteanu, I., Bratcu, A., Cutululis N., Ceanga, E. Optimal Control of Wind Energy Systems", Springer, 2008

[8] Leithead, W.E., B. Connor. Control of variable speed wind turbines: Dynamic Models, Int. Journal of Control, Vol.73, №13, pp.1173-1188, 2000

[9] Lubosny, Z. Wind Turbine Operation in Electric Power Systems, Springer, 2003

[10] Славов, Ц., Т. Пулева. Линейно квадратично управление на мощността на ветрогенератор, Международна конференция Автоматика 2017, Годишник на ТУ-София, том 67, кн. 2, стр. 223-232, 2017

[11] Doyle, J. C., G. Stein. Robustness with observers, IEEE Trans. AC, Vol. AC-24, Aug. 1979, pp. 607-611

Автори: Теофана Пулева, доц. д-р., катедра "Системи и управление", от ТУ-София; Факултет Автоматика, E-mail address: *tpuleva@tu-sofia.bg*, Цоньо Славов, доц. д-р., катедра "Системи и управление", от ТУ-София; Факултет Автоматика, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Георги Ружеков



ПРОЕКТИРАНЕ НА РОБАСТНИ ВГРАДЕНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С MATLAB[®] и Simulink[®]

Петко Петков, Цоньо Славов, Йордан Кралев

Резюме: В работата се разглеждат етапите на проектиране на робастни вградени системи за управление с помощта на програмната система MATLAB/Simulink. Обсъждат се използваните методи и особеностите на моделирането на системата, синтеза на различни видове регулатори и генерирането на кода за вграждане. Дадени са резултати от проектирането и реализацията на реални системи за управление.,

Ключови думи: Вградени системи, Робастно управление, Управление в реално време

DESIGN OF ROBUST EMBEDDED SYSTEMS WITH MATLAB[®] AND Simulink[®]

Petko Petkov, Tsonyo Slavov, Jordan Kralev

Abstract: I In this paper, the stages of robust embedded control systems design by the aid of MATLAB/Simulink program system are considered. The methods used and the particularities of system modelling, design of various types of controllers and code generation are discussed Results of the design and implementation of real control systems are given.

Keywords: embedded systems, robust control, real-time control

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Използването на програмната система MATLAB/Simulink дава възможност да се автоматизира процеса на проектиране на вградени системи за управление и да се избегнат трудностите и грешките, свързани с ръчното програмиране на алгоритъма за управление. Използвайки различните библиотеки на Simulink, алгоритъмът за управление лесно може да се преобразува в програма за вграждане в различни типове програмируеми контролери, микроконтролери, цифрови сигнални процесори или програмируеми матрици (FPGA).

В работата се разглеждат етапите на проектиране на робастни вградени системи за управление с помощта на програмната система MATLAB/Simulink. Обсъждат се използваните методи и особеностите на моделирането на системата, синтеза на различни видове регулатори и генерирането на кода за вграждане. Дадени са резултатите от проектирането и реализацията на реални системи за управление. Работата се базира върху материала, изложен в [1]. Процесът на проектиране на вградена система за управление с MATLAB е показан на фиг.1. Получените в MATLAB уравнения на регулатора се представят с помощта на блок-схема в Simulink. Моделът в Simulink се преобразува в програма за вграждане, като се използват инструментите за генериране на кода (Code Composer Studio, библиотеки за раличните типове процесори и т.н.).



Фиг.1. Проектиране на вградена система за управление с МАТLAB (А/D – преобразувател аналог/цифра, D/A – преобразувател цифра/аналог, S/H – фиксатор от нулев ред)

От гледна точка на теория на управлението вградените системи представляват импулсни системи за управление, които в общия случай са нелинейни и многомерни. Ето защо като особености на вградените системи за управление могат да се посочат:

- Дискретизация на сигналите и припокриване на честоти;
- Използване на аритметични действия с фиксирана или плаваща точка;
- Ефекти от квантоването по ниво.

Основните етапи на проектирането на вградена система за управление с MATLAB ca:

- Моделиране на системата;
- Синтез на дискретен регулатор;
- Генериране на програмата за вграждане;
- Симулиране на затворената система със софтуер в контура на управлението (software-in-the-loop simulation);
- Симулиране на затворената система с хардуер в контура на управлението (hardware-in-the-loop simulation).

2. МОДЕЛИРАНЕ НА СИСТЕМАТА

Моделирането на системата е един от трудните етапи на нейното проектиране. То обхваща следните задачи:

- Моделиране на обекта

Моделирането може да включва извеждане на нелинейните диференциални уравнения на обекта, използвайки законите от различни научни дисциплини.

- Линеаризация

Линеаризацията на уравненията на обекта може да бъде аналитична, символна и числена. В Simulink линеаризацията може да се извърши, използвайки блок-схемата на нелинейната система.

- Дискретизация

Дискретизацията на непрекъснатия модел може да се осъществи с помощта на различни методи като се използва MATLAB-функцията c2d със съответната опция. На практика най-широко приложение намира методът за дискретизация, при който се предполага наличието на фиксатор от нулев ред.

- Стохастично моделиране

Целта на стохастичното моделиране е да се намерят ковариационните матрици на шумовете, действащи върху обекта. Тези матрици по-нататък се използват при синтеза на филтър на Калман.

На фиг.2 е показан резултатът от стохастичното моделиране на шумовете в MEMC жироскоп чрез използване на спектралната плътност на шума. Моделът на шума е получен с помощта на итеративна процедура, комбинираща Монте-Карло симулиране с метода на нелинейните най-малки квадрати.

- Идентификация на обекта

Твърде често е трудно или невъзможно да се изведе аналитичен модел на обекта и в такъв случай се прибягва до използване на някои от методите за идентификация. Полученият модел се верифицира с няколко методи, за да се осигури висока вероятност за правдоподобност на модела.

- Моделиране на неопределеността

При идентификацията на модела с методите, включени в MATLAB Identification Toolbox, се получават граници за варирането на параметрите, от които може да се изведе модел на неопределеността в обекта. На базата на този модел по-нататък се извършва синтез на робастния закон за управление.



Фиг.2. Стохастично моделиране на шумовете на жироскоп

3. ИЗИСКВАНИЯ КЪМ КАЧЕСТВОТО И ОГРАНИЧЕНИЯ ПРИ СИНТЕЗА

За характеризиране на качеството на процесите в системата се използват различни показатели на качеството. Най-съществените от тях включват ширината на честотната лента на затворената система, робастната устойчивост и робастното качество. Последните два показатели в общия случай се анализират с помощта на структурираната сингулярна стойност (µ). При синтеза е необходимо да се постигне компромис между качеството на процесите и робастността.

4. СИНТЕЗ НА РЕГУЛАТОРИ

В тази точка се разглежда използването на различни типове регулатори при синтеза на системата количка-обърнато махало (фиг.3). За тази система е изведен аналитичен нелинеен модел от четвърти ред, като се предполага, че някои от параметрите не се определени точно и варират в зададени граници.

Моделът е линеаризиран, като различните методи за линеаризация дават близки резултати. Използвани са методи за синтез на:

- ПИД регулатори
- LQG регулатор с интегрално действие
- LQ регулатор с H_{∞} филтър
- H_{∞} синтез
- µ-синтез



Фиг.3. Система количка-обърнато махало

Най-добър компромис между качеството и робастността на затворената система се получават при µ-синтеза, но използването на този метод е съпроводено с трудности, свързани с необходимостта от апроксимиране на неопределеността в обекта. Блок-схемата на затворената система с тегловни функции на качеството и управлението и тегловни функции на шумовете, действащи върху системата, е показана на фиг.4. В резултат от синтеза е получен регулатор от 25-ти ред. Редът на регулатора е намален до 10, без това да промени съществено неговите честотни характеристики.



Фиг.4. Блок-схема на затворената система с тегловни функции на качеството и управлението(G_{unc} – обект с неопределеност, K - регулатор, W_p – тегловна функция на качеството, W_u – тегловна функция на управлението)

За да се анализира влиянието на параметричните смущения върху поведението на затворената система е извършено Монте-Карло симулиране на преходните процеси, като се задават 10 случайни комбинации на параметрите. При симулирането аритметичните действия в регулатора се извършват в единична точност с оглед на използвания процесор в реалната система. От резултатите, показани на

фиг.5-фиг.7, се вижда, че измененията в параметрите влияят сравнително слабо върху динамиката на затворената система. Подобни експерименти с LQG и ПИД регулаторите показват много по-силно влияние на параметричните смущения върху поведението на системата. Малко по-лоши резултати по отношение на робастността в сравнение с μ -синтеза се получават при използването на H_{∞} регулатор.



Фиг.5. Монте-Карло симулиране на затворената система (положение на количката)



Фиг.6. Монте-Карло симулиране на затворената система (ъгъл на отклонение на махалото)



Фиг.7. Монте-Карло симулиране на затворената система (управляващо въздействие)



Фиг.8. Блок-схема, илюстрираща HIL-симулацията на затворената система

5. HIL-СИМУЛАЦИЯ НА ЗАТВОРЕНАТА СИСТЕМА

Следващата стъпка след симулирането на затворената система е HIL-симулацията, при която в затворения контур се включва реалният процесор, използван за управление на системата. В случая това е цифровият сигнален процесор TMS320F28335 на фирмата Texas Instruments, който се характеризира с добро бързодействие и наличие на 32-битова аритметика. Това дава възможност уравненията на синтезирания µ регулатор от 10-ти ред да се реализират в единична точност, което не води до съществени промени в динамиката на затворената система.

Блок-схемата на HIL-симулацията е показана на фиг.8. На операторската станция се извършва симулация на обекта, сензорите и изпълнителните устройства, като се използва двойната точност на изчисленията, осъществявани в MATLAB. Регулаторът се вгражда в използвания процесор, използвайки неговия модел в пространство на състоянията, реализиран в Simulink. Заедно с регулатора в процесора се вгражда и избраното задание.

Блок-схемата на Simulink-програмата, която се изпълнява на операторската станция, е показана на фиг.9. За целите на сравнението, в тази програма е включено и изчисляване на преходните процеси на системата с номинален обект и регулатор, в който изчисленията се извършват с единична точност.



Фиг.9. Блок-схема на програмата, която се изпълнява на операторската станция Simulink-програмата, от която се генерира кода за вграждане на регулатора, е показана на фиг.10. На фиг.11 е показан Simulink-модела на регулатора, който се вгражда в процесора. Освен сигнала от обратната връзка, на входа на регулатора се подава сигнал, пропорционален на интегралната грешка на системата.







На фиг.12-фиг.13 са показани получените резултати за ъгъла на отклонение на махалото и позицията на количката при вграден в микроконтролера µ регулатор, управляващ Simulink модел на махалото за "най-лошата" комбинация от стойности на неопределените параметри и симулиран в Simulink регулатор, управляващ номиналния модел. Виждат се отличните робастни свойства на системата за управление с вградения µ регулатор.



Фиг.12. Преходен процес на ъгъла на отклонение на махалото, получен с HILсимулация



Фиг.13. Преходен процес по позиция на количката, получен с HIL-симулация

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е направен кратък преглед на проблемите, възникващи при проектирането на робастни вградени системи а управление. Примери на реални системи, проектирани с разгледаната методология, могат да се намерят в [1] и [3].

ЛИТЕРАТУРА

[1] 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

[2] 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)

[3] Kralev J., Slavov Ts., Petkov P. (2016) *Design and experimental evaluation of robust controllers for a two-wheeled robot. International Journal of Control, vol.* 89,2201-2226. DOI: 10.1080/00207179.2016.1151940

[4] Dubey R. (2009) Introduction to Embedded System Design Using Field Programmable Gate Arrays, Springer-Verlag, London, ISBN 978-1-84882-015-9, DOI 10.1007/978-1-84882-016-6

[5] Forrai A. (2013) Embedded Control System Design: A Model Based Approach,

Springer, Berlin, ISBN 978-3-642-28594-3, DOI 10.1007/978-3-642-28595-0

[6] Hristu-Varsakelis D., Levine W.S. (2005) *Handbook of Networked and Embedded Control Systems*, Birkhäuser, Boston, ISBN 978-0-8176-3239-7

Автори: Петко Петков, чл. кор. проф. дтн, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *php@tu-sofia.bg*; 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*.

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Андрей Йончев



ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА ЕЛЕКТРОХИДРАВЛИЧНА КОРМИЛНА СИСТЕМА

Александър Митов, Цоньо Славов, Йордан Кралев, Илчо Ангелов

Резюме: В работата е синтезиран оптимален алгоритъм за управление на електрохидравлична кормилна система въз основа на идентификация на многомерен модел, линейно-квадратичен функционал за качество и филтър на Калман за оценка на състоянието. Разработен е лабораторният стенд, който включва електрохидравлично кормилно устройство (ЕХКУ), хидравличен сервоцилиндър, 32-битов микроконтролер, кормилна колона и джойстик. Класическият подход за управление на такива системи прилага ПИ закон реализиран в цифров вид или като хидро-механична обратна връзка. Настоящата статия синтезира многомерен регулатор, целта на който е да подобри качествата на затворената система.

Контрални думи: многомерна идентификация, линейно-квадратичен регулатор, филтър на Калман, електрохидравлична кормилна система

MULTIVARIABLE QUADRATIC COST CONTROL OF ELECTROHYDRAULIC STEERING SYSTEM

Alexander Mitov, Tsonyo Slavov, Jordan Kralev, Ilcho Angelov

Abstract: In the paper is presented an approach for design of multivariable control system for electrohudraulic steering device. It is based on identification of a multivariate model, quadratic cost functional and state estimatation. Experimentation is conveyed on laboratory test-bench which is composed of hydraulic cylinder, microcontroller and hydraulic transmission.

Keywords: system identification, linear quadratic regulator, Kalman filtering, electrohydraulic steering system

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В съвременните мобилни машини нуждата от пропорционално електрическо управление на кормилната система е следствие на необходимостта от дистанционно управление, посредством GPS. Освен това осъществяването на механично управление с променливо предавателно отношение от волана към управляемата ос на машината е често търсена функция за подобряването на производителността и комфорта на водача. В този аспект нараства и нуждата от разработване на електрохидравлични управляващи модули (EXVM) за цифрово управление на XKУ, намиращи приложение в кормилните системи за ниско скоростни мобилни машини [1,2]. За случая на дистанционно управление посредством контролер, поведението на машината зависи силно от вградения програмно регулатор [3]. Качеството на управление за този случай, може да се подобри при извеждане на по-точен модел на обекта. При математическото моделиране и винаги се налага компромис между сложността (реда) на използвания модел и точността на апроксимация. Обикновено сложните модели са подходящи при анализ на динамиката на системата, но са неудобни при проектирането на закони за управление.



Фиг.1. Хидравлична схема на лабораторен стенд на ЕХКС и система за натоварване

При кормилните системи се налага използването на обратна връзка, което е следствие не само от нуждата от точно позициониране, но и поради наличието на съпротивителни сили действащи върху управляемите колела, които сили действат като смущения в режим на завой.

При автоматизацията на редица индустриални приложения се прилагат ПИД регулатори. Въпреки това при многомерни системи настройката на такива регулатори се затруднява от наличието на кръстосани връзки между каналите. При многомерни обекти са по-целесъобразни закони за управление изведени от критерии за оптималност върху предавателната матрица на обекта [4].

Целта на настоящата работа е да представи един подход за управление на елек-

трохидравлична кормилна система, която е подходяща за бавноходни мобилни машини. Затворената система трябва да има високо бързодействие, без пререгулиране и без статична грешка за целия работен ход на изпълнителния хидравличен цилиндър. Въз основа на записани данни от работата на кормилната система е идентифициран многомерен модел на динамиката. Този модел е проверен чрез независима извадка данни. Синтезиран е линейно-квадратичен регулатор с филтър на Калман. Регулаторът е вграден в специализиран за мобилни приложения 32-битов микроконтролер на Danfoss. Представени са експериментални изследвания на затворената система, които потвърждават нейното качество.

2. ОПИСАНИЕ НА ОПИТНАТА ПОСТАНОВКА

Разработен е лабораторен стенд на електрохидравлична кормилна уредба на база на ЕХКУ тип OSPE 200 LSRM, като са взети под внимание техническите спецификации от производителите на такива системи. Фиг.1 показва хидравличната схема на лабораторния стенд.

Целта на системата е да управлява хода на буталото на серво-цилиндъра (12), като получава задаващ сигнал от електронен джойстик (10). Вграденият в микроконтролера (8) линейно-квадратичен регулатор изчислява управляващо напрежение за електрохидравличен управляващ модул (ЕХУМ, 6), който превключва хидравлично пропорционален разпределител от плунжерен тип. Пропорционалният разпределител определя посоката на движение на буталото на изпълнителния цилиндър (12), като подава работната течност към една от двете камери на цилиндъра. Изходният сигнал на обекта е преместването на буталото на изпълнителния цилиндър, който се измерва чрез линеен променлив резистор. ЕХУМ е изграден от малки двупътни двупозиционни клапани свързани в паралел управлявани от ШИМ-сигнал. Регулаторът е реализиран като цифров алгоритъм вграден в микроконтролера MC012-022. Средата за разработка на софтуер и програмиране на контролера е PLUS+1 Guide.

Лабораторният стенд отговаря на изискванията за изпитване на електрохидравлични кормилни устройства при различни натоварвания. Натоварването по налягане се осъществява от хидравличен блок с регулируеми подпорни клапани (поз.11 на фиг.1), които са свързани към двете камери на хидравличния цилиндър.

3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА МНОГОМЕРЕН МОДЕЛ НА ОБЕКТА

За да се определи математичен модел на електрохидравличната кормилна система най-често се използват два подхода – физическо моделиране или идентификаиця. Физическото моделиране изисква задълбочено познаване на конструкцията на обекта и съответните физически параметри (характеристики дебитналягане, хидравлични съпротивления, обеми, геометрия на отварящите ръбове). Поради липсата на такава априорна информация, настоящото изследване изучава числен модел получен чрез процедура за идентификация [5]. Друга причина за този подход е възможността да се изведе модел на шума, който може да се използва за проектиране на оптимален филтър на Калман. Целта на идентификацията е да достигне до линеен модел тип черна кутия, който достатъчно добре описва динамиката на електрохидравличната кормилна система и въздействащите смущаващи въздействия за целия работен диапазон. За да се получи този модел се провеждат експерименти с обекта в отворен контур съгласно схемата от фиг.2. Тактът на дискретизация е избран достатъчно малък ($T_s = 0.05s$). За да се осигури необходимото възбуждане към обекта се подава случаен сигнал – псевдо-случайна двоична последователност – получена като бял гаусов шум преминал през релеен елемент. Амплитудата на случайният сигнал е ±2500. По този начин се изолзва целият допустим диапазон на входния сигнал. Обектът е представен като модел с един вход и два изхода. Първият изход е измеримият пад на налягане между двете камери на работния цилиндър. Вторият изход е измереният ход на пръта на работния цилиндър.



Фиг.2. Схема на идентификационния експеримент в отворен контур



Фиг.3. Извадка за идентификация



Записаните данни се центрират и се разделят на две извадки – за идентификация и за валидация. Те са показани на фиг.3-фиг.4. Нивото на възбуждане на входния сигнал е 500, което означава че можее да бъде оценен модел с до 500 параметъра от записаната извадка. Процедурата по идентификация започва с оценяване на модел в пространство на състоянията с пълна параметризация

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + K_v v(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) + v(k)$$
(1)

където $x(k) = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_n \end{bmatrix}^T$ 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, v(k) е смущението в модела, а $A, B, C, D.K_v$ са матрици с подходяща размерност. Изборът на модел (1) е удобен, защото той може да се използва директно при синтеза на филтър на Калман с Matlab. Допускайки, че възможният ред на модела е между 1 и 5, се

формира множество от 5 модела в пространство на състоянията. Моделът от трети ред се оказва най-простият модел, който достатъчно добре апроксимира извадката за валидация. Оценените параметри на модела са:

$$A = \begin{bmatrix} 0.8769 & -0.3987 & 0.3986 \\ 0 & 0 & 1 \\ -0.1666 & -0.5099 & 1.509 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.0043 \\ 0.0011 \\ 0.0021 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
$$K_{\nu} = \begin{bmatrix} 0.1112 & -0.06214 \\ -0.09525 & 1.55 \\ -0.2003 & 1.897 \end{bmatrix}$$
(2)

Сравнението между измерените изходни сигнали (налягане и преместване на буталото на цилиндъра) и изходните на модела е показано на фиг.5. Стойността на показателя за съвпадение FIT за канала по налягане е 56.12%, а при канала за преместване е 76.5%. Тези резултати означават, че оценения модел обхваща в достатъчна степен за целите на управлението динамиката на обекта. Резултатите за независимост на остатъчната грешка са показани на фиг.6. Честотната характеристика на оценен МА модел от висок ред от управляващия сигнал към остатъчната грешка при доверителен интервал обхващащ 99% от случаите е показан на фиг.7. Както се вижда от фиг.6 моделът на шума е адекватен и няма значителна корелация между входния сигнал и остатъците. Този резултат се потвърждава и от теста в честотната област на фиг.7, която показва че няма значителна динамика от входния сигнал към остатъците за интересуващия ни честотен диапазон.



Фиг. 5 Изхдонти сигнали на модела и обекта

Фиг. 6 Тест на остатъчната грешка

Като резултат от идентификацията се получава модел от трети в ред в пространство на състоянията. Той описва достатъчно добре динамиката на обекта и на смущаващите въздействия. Този модел ще бъде използван при синтеза на линейно квадратичен регулатор, моделът на шума ще бъде използван при проектирането на филтър на Калман в следващата точка.



Фиг.7. Честотна характеристика от входния сигнал към остатъците

4. ПРОЕКТИРАНЕ НА ЛИНЕЙНО КВАДРАТИЧЕН РЕГУЛАТОР

Структурната схема на системата за управление с линейно квадратичен регулатор и филтър на Калман е показана на фиг.8. За да се осигури достатъно добро следене на заданието е проектиран линейно квадратичен регулатор с интегрална съставка. За целта управляемата подстистема на модела (2) е разширена с допълнително състояние x_i . Допълнителното състояние е интеграл в дискетно време от грешката по преместване



Фиг.8. Структурна схема на затворената система за управление

$$x_i(k+1) = x_i(k) + T_s e_v(k) = x_i(k) + T_s(y_{ref}(k) - y_{pos}(k))$$
(3)

където $y_{ref}(k)$ е заданието. Комбинирайки уравнения (2) и (3) получаваме разширената система с интегратор във вида

$$\overline{x}(k+1) = \overline{A}\overline{x}(k) + \overline{B}u(k) + \overline{G}y_{ref}(k),$$

$$v(k) = \overline{C}\overline{x}(k),$$
(4)

където

$$\overline{x}(k) = \begin{vmatrix} x(k) \\ x_i(k) \end{vmatrix}, \overline{A} = \begin{vmatrix} A & 0 \\ -T_s C & 1 \end{vmatrix}, \overline{B} = \begin{vmatrix} B \\ 0 \end{vmatrix}, \overline{C} = \begin{vmatrix} C & 0 \end{vmatrix}, \overline{G} = \begin{vmatrix} 0 \\ T_s \end{vmatrix}$$
(5)

Оптималното управляващо въздействие е

$$u(k) = -\overline{K}\overline{x}(k), \overline{K} = [K_c - K_i]$$
(6)

където K_c е матрица от пропорционалните съставки по всяко състояние, а K_i е интегралната съставка. Матрицата на регулатора \overline{K} се определя с израза

$$\overline{K} = (R + B^T P B)^{-1} B^T P A \tag{7}$$

където *P* е положително определено решение на уравнението на Рикати за дискретни системи

$$A^{T}PA - P - A^{T}PB(R + B^{T}PB)^{-1}B^{T}PA + Q = 0$$
(8)

Оптималният регулато е определен за конкретни тегловни матрици

$$Q = \begin{bmatrix} 7 \times 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, R = 5000$$
(9)

Тъй като вътрешното състояние x(t) на обекта (2) не е достъпно за измерване, оптималното управление (6) е реализирано като

$$u(k) = -K_c \hat{x}(k) + K_i x_i(k)$$
⁽¹⁰⁾

където $\hat{x}(k)$ е оценката на x(t). Тя се изчислява от дискретен филтър на Калман

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + K_f(y(k+1) - CBu(k) - CA\hat{x}(k))$$
(11)

Матрицата на филтъра K_f се определя като

$$K_f = D_f C^T (CDC^T + 10^{-4} I_2)^{-1}$$
(12)

където I_2 е единична матрица от втори ред и D_f е положително определеното решение на уравнението на Рикати

$$AD_{f}A^{T} - D_{f} - AD_{f}C^{T}(CDC^{T} + 10^{-4}I_{2})^{-1}CD_{f}A^{T} + K_{\nu}D_{\nu}K_{\nu}^{T} = 0$$
(13)
Матрицата $D_{\nu} = \begin{bmatrix} 108.97 & 0\\ 0 & 27.44 \end{bmatrix}$ е дисперсията на шума $v(k)$.

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Експериментите с проектирания линейно квадратичен регулатор изискват той да бъде вграден в микроконтролера MC012-022. Регулаторът може да бъде представен в следната векторна матрична форма. Така изчисляването на управляващото въздействие се свежда до задачата за умножение на матрица по вектор.

$$\begin{pmatrix} \hat{x}(k+1) \\ x_i(k+1) \\ u(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A - CA & 0 & B - CB \\ -T_s C & 1 & 0 \\ K_c & -K_i & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}(k) \\ x_i(k) \\ y(k) \end{pmatrix}$$
(14)
$$y(k) = \begin{pmatrix} y_{ref}(k) & y_{press}(k) & y_{pos}(k) \end{pmatrix}^T$$

Средата за разработка на софтуер предлага два подхода за програмиране – визуален (подобно на Simulink или LabView) и текстово (STL). В настоящата разработка използваме визуалният подход, при който алгоритъма се въвежда като блокова схема чрез стандартни функционални блокове.

В началото на всеки такт на дискретизация се генерира стартов сигнал, който иницира изпълнението на изчислителните операции. Матрицата е представена като едномерен масив чрез конкатенацията по редове, който се обхожда по индекси получени от брояч. Текущият индекс избира съответни елементи от матрицата и вектора, които ще бъдат умножени. Операндите са представени като числа във формат с фиксирана точност като са мащабирани с коефициент 1000. Затова след умножението резултата се дели също на 1000. Резултатите получени от умножение на даден ред от матрицата се натрупват в регистър (акумулатор), реализиран като запомнящ елемент обхванат от положителна обратна връзка. Акумулаторът се нулира при преминаване от един ред към друг. Останалите блокове формират входният и изходният вектор от матричното умножение.



Фиг.9. Преходна характеристика на затворента система

Фиг.9 показва реакцията на буталото на цилиндъра при подаване на периодичен правоъгълен сигнал в двете посоки спрямо началото. Записаните преходни процеси имат апериодичен характер с време за установяване от 35 секунди при 1/3 от хода на буталото. Това е приемливо за бавноходни машини. По време на преходния процес се забелязва спиране за кратко време в няколко междинни положения. Причината за това се оказва наличието на зона на нечувствителност при електрохидравличното кормилно устройство дължаща се на неговите конструктивни особености. Има нулева грешка в установен режим. Качеството на преходните процеси се запазва при движение в двете посоки.
Фиг.10 показва измерения управляващ сигнал подаван от контролера към електрохидравличния преобразувател по време на експеримента. Управлението нараства по стойност по време на преходните процеси. Нивото на шум в управляващия сигнал е ниско, което е показател за ниско ниво на шумове в измервателния преобразувател за положение. Това също подобрява качеството на затворената система.



Фиг.11. Налягане в камерите на цилиндъра

Фиг.11 показва динамиката на налягане в двете камери на цилиндъра, а на фиг.12 е показна разликата между тях, която измерва пада на налягане. Експерименталните изследвания са проведени при постоянно натоварване (0.5MPa), зададено чрез настройка на подпорните клапани на системата за натоварване. Извършени са експерименти при различни натоварвания, които показват че затворента система съхранява своите качества.



Фиг.12. Пад на налягане между лявата и дясната камера на цилиндъра

БЛАГОДАРНОСТ

Представените резултати са постигнати във връзка с изледвания финансирани по проект № ДМ07/7 към ФНИ на МОН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Pfeffer, P., Harrer, M., *Lenkungshandbuch. Lenksysteme, Lenkgefühl, Fahrdynamik von Kraftfahrzeugen*, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2011

[2] Murrenhoff, H., Eckstein, L., *Fluidtechnik für mobile Anwendungen*, ISBN: 978-3-8440-0515-8, Shaker-Verlag, 2011

[3] Danfoss, OSPE Steering Valve, Technical Information 11068682, 2016

[4] Goodwin G.C., Graebe S.F., and Salgado M.E., *Control System Design*, Prentice-Hall, Inc., Upper Sadle River, NJ, ISBN 0-13-958653-9, 2001

[5] Ljung L., *System Identification: Theory for the User*, Prentice-Hall, Ince., Englewood Cliffs, NJ, 2nd edition, ISBN 978-0136566953, 1999

Автори: Илчо Ангелов, проф. д-р, кат. "Хидроаеродинамика и хидравлични машини", ЕМФ, ТУ-София; Александър Митов, гл. ас. д-р, кат. "Хидроаеродинамика и хидравлични машини", ЕМФ, ТУ-София, E-mail address: *alexander_mitov@mail.bg* ; 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: *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*

Постъпила на 27.04.2018 г. Рецензент: чл. кор. проф. дтн Петко Петков



ВГРАДЕНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА СКОРОСТТА НА БЕЗКО-ЛЕКТОРЕН ЕЛЕКТРОДВИГАТЕЛ ЧРЕЗ Arduino[®] КОНТРОЛЕР

Йордан Кралев, Шериф Шериф

Резюме: Извършени са експерименти върху лабораторен стенд за управление на скоростта на безколекторен електродвигател посредством силов преобразувател и Arduino контролер. Проведена е идентификация в честотната област, като се подават синусоидални входни сигнали с нарастваща честота и се отчитат коефициента на усилване и отместването по фаза. Получените АЧХ и ФЧХ са апроксимирани с дискретна предавателна функция от първи ред. Синтезиран е дискретен ПИ регулатор като се изследва разположението на корените на затворената система по скорост.

Ключови думи: ПИ регулатор, безколекторен електродвигател, Arduino контролер, идентификация в честотната област, ходограф на корените

EMBEDDED SYSTEM FOR ANGULAR RATE CONTROL ON BRUSHLESS MOTOR WITH Arduino[®] CONTROLLER

Jordan Kralev, Sherif Sherif

Abstract: Experimental work is conveyed on laboratory test-bench for angular rate control of brushless motor with the help of power module and Arduino microcontroller. For plant identification we use sinusoidal input voltages with increasing frequency and by estimation of gain and phase delay for each frequency we obtain the non-parametric frequency responses. Based on first order approximation of the frequency response we design a discrete PI regulator with the root locus method.

Keywords: PI regulator, brushless *DC* motor, Arduino microcontroller, frequency domain identification, root locus

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Безколекторните постояннотокови електродвигатели представляват система от синхронна машина със съсредоточена намотка, силов преобразувател (инвертор), която има входно-изходна динамика подобна на постояннотоковите двигатели. Силовият преобразувател изпълнява функцията на четките и колекторният апарат характерен за постояннотоковите двигатели, като непрекъснато превключва напреженията на трите фази, така че да осигури максимален въртящ момент. Превключването на транзисторите на силовият преобразувател зависи от текущата позиция на ротора. В зависимост от начина на отчитане на позицията на ротора безколекторните двигатели биват сензорни и безсен-

зорни. При сензорните се използват датчици на Хол вградени конструктивно в статора. При безсензорните се измерва индуцирано ЕДН във фазата, която не е захранена, за да се получи информация за положението на ротора. Безсензорните задвиждания са с по-ниска цена, но са податливи на резки промени на съпротивителния момент. Неизвестното първоначално положение на ротора при тях усложнява процеса на пускане (първо завъртане), като има различни алгоритми за установяването му (напр. чрез захранване на една от две от фазите с постоянно напрежение, което фиксира ротора на известен ъгъл).





Фиг.1. Безколекторен двигател

Фиг.2. Опростена схема на безколекторен двигател на постоянен ток

2. ОПИТНА ПОСТАНОВКА

В настоящата работа се използва лабораторен стенд включващ безколекторен електродвигател Technosoft MBE.300.E500 (фиг.1), силов преобразувател PM50v3.1 и платформа Arduino DUE с ATSAM3X8E микроконтролер. Силовият преобразувател съдържа трифазен инвертор, вериги за защита и измервателни вериги. Инверторът използва MOSFET транзистори IRF540 с честота на превключване до 50 kHz.

Основни параметри на използваният мотор са [1]: една двойка полюси, константа на въртящия момент 36.8 mNm/A, номинално напрежение 36V, максимално напрежение 58V, ток на празен ход 73.2mA, скорост на празен ход 9170rpm, максимално допустима скорост 15000rpm, механична времеконстанта 7ms.

Всяка от трите захранващи фази формира съответна намотка в каналите на статора. Намотките са свързани в звезда и са разположени симетрично в статора през равен геометричен ъгъл равен на електрическия ъгъл за конкретната машина (фиг.2). Магнитното поле на ротора се формира от постоянен магнит. Включвайки две от статорните намотки се формира статорно магнитно поле, разположено на определен ъгъл θ спрямо роторното такова. Въртящият момент е пропорционален на sin θ и достига максимална стойност при ортогоналност на статорното и роторното поле. За постигане на максимален въртящ момент се захранва определена двойка фази в зависимост от моментното разположение на ротора според табл. 1, която е взета от документацията на електродвигателя [2].

а според табл. т, която е взета от документацията на слектродвигателя [2]. Табл. 1.

Ъгъл	0°	$+60^{\circ}$	+120°	$+180^{\circ}$	+240°	+360°
Фаза А	+	+	NC	-	-	NC
Фаза В	-	NC	+	+	NC	-
Фаза С	NC	-	-	NC	+	+
Хол 1	1	1	1	0	0	0
Хол 2	0	0	1	1	1	0
Хол 2	1	0	0	0	1	1

Логическа таблица на инвертора



Фиг.3. Опитна постановка

Фиг.4. Функционална схема

Необходимите компоненти за провеждане на изследванията са свързани както е показано на фиг.3. Опростена функционална схема на опитната постановка е показана на фиг.4. Силовият преобразувател е изграден от 6 транзистора работещи в ключов режим, които се управляват с помощта на съответни ШИМ сигнали (PWM 1A,2A,3A,1B,2B,3B) генерирани от Arduino контролера. Горният транзистор (1A,2A,3A) може да подаде към съответната фаза захранващото напрежение, а долният (1B,2B,3B) може да затвори веригата към маса. В даден момент само два от транзисторите са активни (един горен и един долен), а останалите са запушени. Коефициентът на запълване на ШИМ сигналите се запазва между превключванията и определя въртящия момент, който е входното въздействие за обекта. Когато дадена двойка транзистори са активни те се отпушват и запушват в зависимост от нивото на ШИМ сигнала, подавайки средната стойност на полученото напрежение към съответната двойка фази.

Контролерът активира поредната двойка транзистори в зависимост от положението на ротора отчетено чрез сензорите на Хол, които генерират съответни логически нива както е показано в табл.1. Те се подават на цифрови входове на контролера и генерират прекъсване при промяна на нивото. Ъгловата скорост на вала на двигателя се определя от оптичен енкодер коплиран към него. Използва се специализиран периферен модул на Arduino контролера, който обработва А и В поредиците от енкодера [3]. Алгоритмът на ПИ регулатора по скорост се изпълнява периодично в таймерско прекъсване. Към вградения софтуер е добавена и функция за комуникация на Arduino контролера със Simulink с цел събиране на данни и подаване на задание по ъглова скорост.

3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА МОДЕЛ В ЧЕСТОТНАТА ОБЛАСТ

За определянето на математичен модел на електродвигателя по скорост е извършена идентификация в честотната област [4]. Получени са точки от $A(j\omega)$ непараметричната амплитудно-честотна (АЧХ) и $\varphi(j\omega)$ - непараметричната фазово-честотна (ФЧХ) характеристики. Тогава предавателната функция е

$$W_{\exp}(j\omega) = A(j\omega)e^{\varphi(j\omega)} = \frac{y(j\omega)}{u(j\omega)}$$

Към обекта се подават синусоидални входни сигнали с различни честоти и постоянна амплитуда.

$$u(kT_s) = a_u \sin(2\pi f_m kT_s), m = 1, 2, ..., n$$

Записва се ъгловата скорост на вала $y(kT_s)$ измерена като брой импулси за такт. Тя е съставена от основен хармоник $a_m \sin(2\pi f_m kT_s + \varphi_m)$ и шум $\xi(kT_s)$. Поради доминиращият линеен характер на обекта основния хармоник е с честотата на входния сигнал f_m , но с изменена амплитуда и фаза, т.е.

$$y(kT_s) = a_m \sin(2\pi f_m kT_s + \varphi_m) + \xi(kT_s)$$

Тогава непараметричната АЧХ е $A(j2\pi f_m) = a_m / a_u$, а ФЧХ е $\varphi(j2\pi f_m) = \varphi_m$. Амплитудата и фазата на основния хармоник на $y(kT_s)$ могат да се определят с помощта на дискретното преобразувание на Фурие:

$$Y(l) = \sum_{k=1}^{N_y} y(kT_s) e^{-\frac{j2\pi l}{N_y}k}, \ l = 1, 2, ..., N_y, \ k = 1, 2, ..., N_y$$

Разрешаващата способност по честота $\Delta f = (T_s N_y)^{-1}$ зависи от количеството N_y на записаните данни и честотата на дискретизация $1/T_s$. Следователно за да присъства явно честотата на входния сигнал f_m в разложението, необходимо е $\Delta f^m = k_m f_m$, което определя и необходимата дължина на извадката $N_y^m = (\Delta f^m T_s)^{-1}$. При това амплитудата и фазата на основния хармоник на изходния сигнал се получават съответно като $a_m = |Y(f_m / \Delta f^m)|$ и $\varphi_m = Arg[Y(f_m / \Delta f^m)]$. На фиг. 5 и фиг. 6 са показани записите на ъгловата скорост съответно при честота на входния сигнал и дискретното преобразование на Фурие основен хармоник по изложения метод.



Фиг.5. Ъглова скорост при синусоидален входен сигнал с честота f_u=0.01 Hz



Фиг.6. Ъглова скорост при синусоидален входен сигнал с честота f_u=1.012 Hz

Проведени са експерименти за 18 на брой различни честоти на входния сигнал. За всяка от тях са изчислени коефициента на усилване и фазовото закъснение. Получените експериментални честотни характеристики са показани на фиг.7 и фиг.8. Извършена е апроксимация на експерименталните честотни характеристики с дискретна предавателна функция от първи ред с помощта на командата *fitfrd()* на MATLAB. За нея се оценяват три параметъра – коефициент на усилване *K*, нула – α и полюс β .

$$W_{yu}(z) = 309.8 \frac{z + 24.3028}{z - 0.2551} = K \frac{z + \alpha}{z - \beta}$$

За точността на апроксимацията може да се съди от сравнението в честотната

област на фиг.9. Преходната характеристика на модела е показана на фиг.10.



Фиг.7. Експериментална амплитудно-честотна характеристика



Фиг.9. Сравнение на експерименталната честотна характеристика с апроксимираната



Фиг.8. Експериментална фазово-честотна характеристика



Фиг.10. Преходна характеристика

4. ПРОЕКТИРАНЕ НА ПИ РЕГУЛАТОР ПО СКОРОСТ

За регулирането на скоростта на двигателя е подходящо да се използва ПИ регулатор с предавателна функция

$$W_{PI}(z) = k_P + k_I \frac{T_S z}{z - 1} = \frac{u(z)}{e(z)}$$

където (k_p, k_l) са настройваемите параметри, а интеграторът е апроксимиран с обратна разлика. Входният сигнал на регулатора е разликата между зададената скорост r(z) и измерената чрез енкодера скорост y(z)

$$e(z) = r(z) - y(z)$$

Изходният сигнал на регулатора е управляващото въздействия u(z), което във времевата област има следния вид

$$u(kT_{S}) = k_{P}e(kT_{S}) + k_{I}\sum_{i=0}^{k}e(kT_{S})T_{S} = k_{P}e(kT_{S}) + k_{I}x_{i}(kT_{S})$$
$$x_{i}(kT_{S}) = x_{i}(kT_{S} - T_{S}) + e(kT_{S})$$

Отчитайки полученият от идентификацията модел на обекта, за предавателната функция на отворената система с регулатора се поучава израза

$$L(z) = W_{PI}(z)W_{yu}(z) = K \frac{((k_P + k_I T_S)z - k_P)(z + \alpha)}{(z - 1)(z - \beta)}$$

Вижда се, че динамиката на системата ще зависи от два полюса и две нули.

Предавателната функция на затворената система се изчислява като

$$W_{yr}(z) = \frac{L(z)}{1 + L(z)} = \frac{P(z)}{H(z)}$$

След заместване, за характеристичният полином на затворената система с ПИ регулатор имаме

 $H(z) = (1 + k_p K + k_I K T_s) z^2 + (-1 - k_p K + k_p K \alpha + k_I K T_s \alpha - \beta) z + \beta - k_s K \alpha$

Затворената система има два полюса от вида z = x + jy, които се получават като решение на уравнението H(z) = 0. Това уравнение определя изображение от комплексната равнина в пространството на параметрите на регулатора $H_{=0}:(x, y) \rightarrow (k_p, k_I)$. За конкретния случай изображението $H_{=0}$ се оказва следното

$$k_{p} = \frac{2x\beta + \alpha\beta - (x^{2} + y^{2})(\alpha + \beta + 1)}{K(x^{2} + y^{2} + 2x\alpha + \alpha^{2})} \ge 0, \ k_{I} = \frac{(1 + x^{2} - 2x + y^{2})(\alpha + \beta)}{KT_{s}(x^{2} + y^{2} + 2x\alpha + \alpha^{2})} \ge 0$$

Ограниченията за неотрицателни стойности на параметрите на регулатора както и изискването за устойчивост на затворената система, определят област от допустими разположения на корените на затворената система, която е показана на фиг.11. За избрано разположение на корените $z_1 = 0.17$ и $z_2 = 0.67$ се получават настройки на регулатора $k_p = 0.0000163$ и $k_1 = 0.0005$. Това разположение на корените осигурява апериодични преходни процеси с време за регулиране от няколко такта и достатъчен запас по устойчивост. На фиг.12 е показана преходната характеристика на затворената система за избраните стойности на параметрите.



Фиг.11. Ходограф на корените



5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Изчислените настройки на ПИ регулатора са програмирани в Arduino контролера и са извършени редица експерименти. Управлението на двигателя по скорост се изследва в две различни скорости – ниска и висока, както и при наличие или при липса на съпротивителен въртящ момент. Тук са показани сравнението между зададена и измерена скорост, както и управляващия сигнал.

На фиг.13 и фиг.14 са показани резултатите при ниска зададена скорост (1000 импулса на енкодера за такт) без приложен товар. При ниска скорост смущенията върху динамиката на обекта са по-големи поради силите на сухо триене и съсредоточената намотка на двигателя. Въпреки това регулаторът осигурява следене на заданието с нулева грешка и управляващия сигнал е в допустимите





Фиг.13. Изходна характеристика без приложен товар при ниска скорост.



Фиг.15. Изходна характеристика без приложен товар при висока скорост.

Фиг.15 и фиг.16 показват резултата от експеримента при висока скорост (2500 импулса на енкодера за такт). Управляващият сигнал в този случай отново е в граници. Забелязва се спад в колебанията около установената стойност на изхода. Това е поради завишеното ниво на смущенията при ниски обороти.

100

80

60

40

% 20



PWM duty -20 -60 -80 -100 10 90 20 30 40 50 60 70 80 Time (sec) **Фиг.18.** Управляващ сигнал при $V_{ref} = 1000$ и

приложен товар.

Фиг.17. Изходна характеристика с товар при ниска скорост.

За реализиране на товарен въртящ момент към вала на двигателя е коплирано витло. То генерира вентилаторен съпротивителен момент, който нараства експоненциално със скоростта. Резултатите при налични на съпротивителен момент са показани на фиг.17 и фиг.18 за ниска скорост, а за висока скорост на фиг.19 и фиг.20. Действието на съпротивителния момент води до увеличаване на амплитудата на управляващото въздействие. Въпреки това управляващия



Фиг.14. Управляващ сигнал при $V_{ref} = 1000$ без приложен товар.



Фиг.16. Управляващ сигнал при $V_{ref} = 2500$ без приложен товар.

Control signal - with load (V _=1000)

сигнал остава в допустимите граници. В табл.2 са обобщени резултатите от работата на настроения ПИ регулатор при различни условия на експеримента. Определени са времето на установяване, максималното отклонение в установен режим и амплитудата на управляващия сигнал.



Фиг.19. Изходна характеристика с товар при висока скорост.



Фиг.20. Управляващ сигнал при $V_{ref} = 2500$ и приложен товар.

Табл. 2.

Показатели на качеството в затворената СА

Режим	Скорост	Време за уста-	Макс. откл. установен ре-	Ампл. управл. [%]		
		нов., [сек.]	жим, [имп./такт]			
С/Без то-	Ниска	3.3/1.15	865/1019	37.25/12.16		
вар	Висока	2/1.2	824/2014	67.45/24.71		

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледан е един подход за проектиране на ПИ регулатор по скорост на безчетков електродвигател. Въз основа на събрани експериментални данни е идентифициран модел на обекта от първи ред. Настройките на ПИ регулатора са избрани с помощта на двупараметричен ходограф на корените. Полученият регулатор е вграден в Arduino контролер и са проведени експерименти с обекта.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Technosoft, *DSC Motion Solutions MSWIN28335 User Manual*, Technosoft S.A. P091.046.UM.0809, 2009.

[2] Brown W., *Brushless DC Motor Control Made Made Easy*, Microchip Technology Inc. Application Note AN857

- [3] Atmel, SAM3X/SAM3A Series Datasheet, Atmel-11057C-ATARM, 2015
- [4] Гарипов, Е., Идентификация на системи, ТУ София, 2007

Автори: Йордан Кралев, д-р инж., катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *jkralev@tusofia.bg*; Шериф Шериф, инж., катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *sherifff1994@gmail.com*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Иван Иванов

УПРАВЛЕНИЕ НА НЕСТАЦИОНАРНИ ОБЕКТИ В MATLAB/SIMULINK

Цоньо Славов, Веселин Кънчев, Емил Гарипов

Резюме: В статията са представени два алгоритъма за адаптивно управление на нестационарни обекти. Първият използва стандартен рекурсивен оценител по метода на предсказаната грешка (МПГ) с механизъм за адаптация чрез филтър на Калман, а вторият модифицира оценителя по МПГ посредством осигуряване на постоянна следа на ковариационната матрица на оценките за ARMAX модел. Управлението се осъществява с адаптивен регулатор на Далин. Промяната на параметрите в нестационарния обект е осъществена чрез Монте Карло симулация. Получени са качествени резултати от изследванията с разработения специализиран софтуер в средата на MATLAB/SIMULINK. **Ключови думи:** Нестационарен обект, Адаптивно управление, Регулатор на Далин, Рекурсивен метод на предсказаната грешка

CONTROL OF TIME VARYING PLANTS IN MATLAB/SIMULINK

Tsonyo Slavov, Veselin Kanchev, Emil Garipov

Abstract: Two adaptive control algorithms of time-varying plants are presented in this paper. The first uses a conventional recursive prediction error estimator (RPEE) with Kalman filter adaptation mechanism. The second modifies RPEE in order to provide constant value of covariance matrix trace. The system control is performed by adaptive Dahlin controller. The plant parameters variations are realized by Monte Carlo simulation. The results of good quality are got after adaptive control systems research works based on the developed algorithms in MATLAB/SIMULINK environment.

Keywords: Time varying plant, Adaptive control, Dahlin controller, Recursive prediction error estimator

1. УВОД

Идеите на адаптивните регулатори се разработват от няколко десетки години, но все още пропастта между академичната наука и инженерната практика в тази област на управлението съществува. Броят на индустриалните приложения е сравнително малък, защото повечето производители нямат доверие на нетрадиционните и понякога твърде сложни методи за управление. Сериозен потенциал да бъде преодоляно това състояние показват методите за реализиране на т. нар. самонастройващ се регулатор (СНР) [1,2,3], който е в състояние да управлява обекти с неизвестна и/или изменяща се динамика. Параметрите в неговата фиксирана, най-често линейна, структура се настройват въз основа на апостериорна информация, т.е. такава, получавана в процеса на функциониране на системата за управление. Това означава, че теорията на СНР за управление се занимава с алгоритмите за приспособяване на параметрите на регулаторите към създаваните (изграждани, оценявани) чрез средствата на идентификацията параметрични модели на обекта в реално време (в on-line режим). Вярно е, че за този род обекти естествен избор за проектанта представляват линейните регулатори с гарантирано робастно поведение на системата за управление. Когато обаче регулаторът с фиксирани параметри не осигурява желания компромис между робастната устойчивост и робастното поведение на системата, се налага да бъде използван адаптивен регулатор, в частност СНР. Неговата глобална устойчивост е доказана в дискретния случай. Предполага се, че оценителят изчислява динамиката на обекта правилно за $t \to \infty$, и следователно, параметрите на регулатора асимптотично клонят към желаните от проектанта стойности. Счита се, че този тип управление е подходящ за сложни обекти с нелинейности и/или случайни смущения, известно като адаптивно управление в условията на априорна неопределеност на управлявания обект и на средата, в която той се намира.

Стандартната схема за функциониране на такава система обхваща първите две нива в йерархичната структура на фиг.1:

- ниво 1 обхваща контура за управление на динамичния обект;

- ниво 2 представя контур за адаптивно настройване на регулатор с рекурсивен оценител на параметрите на модел на обекта.



Фиг.1. Пълна йерархична схема за управление на динамични обекти в условията на априорна неопределеност

Подходите за изграждане на СНР са свързани с процеса на разкриване (изучаване) на априорната неопределеност в обекта и средата, в която той функционира – процес, който до голяма степен зависи от идентификационната процедура, чрез която на ниво 2 се оценяват параметрите на модела на обекта. Когато неопределеността се представя главно като промяна на физическите параметри на обекта, в този случай е естествено да се прилагат стандартни за нестационарните обекти методи за оценяване на горепосочените модели, които по същество са модификации на известни методи в стационарния случай, но с реализиране на променливо поведение на някои елементи в оценяващите процедури [4]. Значимостта на оценителя може да се открои само след детайлно изследване на проблемите, които възникват и се решават с променлив успех в СНР на трето супервайзорно ниво чрез изменения в оценяващата процедура и/или обработване на сигналите, които участват в нея. Задачите на това ниво и ефектът от прилагане на съответни мерки не представляват цел в тази статия.

Настоящите изследвания представят първообраз на авторски програмен продукт за изучаване на СНР в средата на MATLAB/SIMULINK чрез анализ на: ниво на смущенията в обекта, избор на структура на неговия модел (ред, брой на неизвестните параметри и граници на тяхното изменение, брой тактове чисто закъснение), степен на възбуждане на сигналите в системата, избор на подходящи алгоритми в СНР, които гарантират сходящи оценки с достатъчна скорост на следене на промените в динамиката на обекта според правилно избраните желани честотни показатели на операциите в адаптивната система (предполагаема скорост на изменение на параметрите, честотна лента на оценявания модел и на немоделираната динамика на обекта и т.н.).

Резултатите от изследванията са изложени в следния ред. В раздел 2 последователно са реализирани елементите на СНР: Монте-Карло подход за симулиране на зашумени непрекъснати нестационарни обекти, алгоритми за рекурсивно оценяване на ARMAX модели с модификации за нестационарни системи, проектиране на устойчив дискретен регулатор на Далин на базата на дискретен неминимално-фазов модел на непрекъснатия обект. В раздел 3 е реализирана задачата за идентификация на осреднени модели на обекта и е осъществено неадаптивно управление на нестационарния обект с настроен за този модел регулатор на Далин. Получените тук резултати са съпоставени в раздел 4 с аналогични, но за СНР с авторски модификации за ускорено и неизместено оценяване на параметрите на конкретния тип модели. В заключителния раздел са очертани някои полезни идеи за следващи изследвания.

2. ПОСЛЕДОВАТЕЛНО РЕАЛИЗИРАНЕ НА ЕЛЕМЕНТИТЕ НА СНР 2.1. СИМУЛИРАНЕ НА НЕСТАЦИОНАРНИ ОБЕКТИ

Нека обектът представлява непрекъснато преобразуване

$$y(t) = F[u(t), \eta(t), \theta_c(t)], \tag{1}$$

където y(t) е наблюдаемият изход на обекта (системата за управление), u(t) наблюдаемият вход на обекта, $\eta(t)$ - смущението върху обекта, представено като шум върху изходното наблюдение, а $\theta_c(t)$ представлява променливата във времето динамика на обекта. Избран е подход за симулиране на нестационарния обект на базата на непрекъсната предавателна функция с променливи във времето параметри и описание в Лапласовата равнина

$$y(s) = W(s,t)u(s) + \eta(s), \qquad (2)$$

където $W(s,t) = f[s,k(t),T_1(t),T_2(t),T_3(t),...]_{\circ}$

В настоящата работа се разглежда "най-тежкият" случай на промяна на параметрите на обекта - скокообразно изменение на стойностите в предварително неизвестни граници и в неизвестни моменти на времето. За провеждане на качествено симулационно изследване, протичащите в нестационарния обект процеси се симулират с помощта на метода Монте Карло в пространство на състоянията (ПС) във вида

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) y(t) = C(t) + \eta(t),$$
(3)

където A(t), B(t) и C(t) са матрици с подходяща размерност, чиито елементи са функции на неизвестните параметри k(t), $T_1(t)$, $T_2(t)$, $T_3(t)$, ... В средата на *MATLAB* описание (3) се реализира като модел със структурирана неопределеност, за което се използва специализираният клас софтуерни обекти *uss* от *Robust Control Toolbox* [5]. Така Монте Карло симулацията на нестационарния обект (1) при скокообразна промяна на параметрите се свежда до превключване между предварително определени от метода стационарни модели от областта на неопределеност, получени с функцията *usample*.

Изследването на СНР е извършено за следния нестационарен обект, описан с предавателната функция.

$$W(s,t) = \frac{k(t)}{(T_1 s + 1)(T_2(t)s + 1)(T_3 s + 1)},$$
(4)

където $T_1 = 5, T_2(t) \in [10 \ 20], T_3 = 4u \ k(t) \in [0.4 \ 3.6]$. От областта на неопределеност на модела (4) по Монте Карло метода се избират 10 модела, които се преобразуват в описание (3) и се дискретизират с такт на дискретизация $T_0 = 1$ с. Така се получават дискретните описания

$$\begin{aligned} x(k+1) &= F_i x(k) + \Gamma_i u(k) \\ y(k) &= C_i x(k) + \eta(k), \end{aligned} \tag{5}$$

където $F_i = e^{A_i T_0}$, $\Gamma_i = |F_i - I| A_i^{-1} B_i$, $C_i = C$, а A_i , B_i и C_i , $(i = 1 \div 10)$, са матриците от описанието в ПС на съответните модели (5). По време на симулацията те се превключват последователно през 200с, което е еквивалентно на скокообразно изменение на $T_2(t)$ и k(t) по случаен закон в рамките на зададените интервали. На фиг.2 са показани техните преходни процеси.



Фиг.2. Преходни процеси за различни случайно избрани стойности на параметрите на нестационарния обект

2.2. ИЗБОР НА ОБОБЩЕН ДИСКРЕТЕН МОДЕЛ НА ОБЕКТА

Добре изучените свойства на линейните системи за управление и тяхната компютърна реализация е основно предимство за представяне на зашумени непрекъснатите и/или дискретни обекти с един входен сигнал u(.) и един изходен сигнал y(.) чрез описание на обобщен дискретен модел [6] с (6)

$$A(q^{-1})y(k) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})}u(k-d) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}e(k).$$
 (6)

В работата е използвана структура на изследвания модел като частен случай на (6) под формата на ARMAX описанието

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k-d) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(k), \qquad (7)$$

където първата предавателна функция представя динамиката на незашумения модел на обекта, а втората – филтъра на шума в обекта, приведен на неговия изход. При условие, че полиномите в модела се дефинират така:

$$\hat{A}(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na}, \ B(q^{-1}) = \hat{b}_1 q^{-1} + \dots + \hat{b}_{nb} q^{-nb}, C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc},$$

а *d* е броят на тактовете закъснение, универсалният регресионен вид на ARMAX модела на обекта се представя с нелинейното уравнение

 $y(k) = \varphi^T(k,\theta)\theta + e(k,\theta),$

където $e(k, \theta)$ представлява предсказаната грешка на модела, която се дължи на несъответствието на модел и обект, от наличието на смущения в измерените входно-изходни сигнали, както и от компютърната реализация на алгоритъма на оценяване. Неизвестните коефициенти в модела се включват във вектор

$$\theta = [a_1 \dots a_{na}b_1 \dots b_{nb}c_1 \dots c_{nc}],$$

а съответните стойности, включително до (k - 1)-я момент от времето, на реалните входни и изходни сигнали на модела и на допълнително изчислените величини $\bar{\varepsilon}(.)$ [6] се съхраняват във вектор на наблюденията

 $\varphi(k,\theta) = [-y(k-1) \dots - y(k-na)u(k-d-1) \dots u(k-d-nb)\overline{e}(k-1) \dots \overline{e}(k-nc))]^T$ 2.3. ОБОБЩЕН ОЦЕНИТЕЛ НА ПАРАМЕТРИ

В работата се използват два алгоритъма за реализиране на рекурсивно оценяване за нестационарни системи по метода на предсказаната грешка (МПГ). Първият е базиран на филтъра на Калман и е програмно реализиран в готовия блок *Recursive Polynomial Model Estimator* от библиотеката *System Identification Toolbox* на SIMULINK [7]. При втория авторите предлагат алгоритъмът на МПГ да се модифицира така, че стойността на следата на ковариационната матрица на оценките да остане постоянна по подобие на аналогичен модифициран алгоритъм на линейния оценител по метода на най-малките квадрати.

Алгоритъмът на рекурсивния оценител по МПГ базиран на филтъра на Калман се дава с уравненията

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + G(k) [y(k) - \psi^{T}(k)\hat{\theta}(k-1)], \quad \hat{\theta}(0) = \theta_{0},$$

$$G(k) = \frac{P(k-1)\psi(k)}{\psi^{T}(k)P(k-1)\psi(k) + r_{e}}$$

$$P(k) = P(k-1) - G(k)\psi^{T}(k)P(k-1) + R_{v}, \quad P(0) = P_{0}, \quad (8)$$

където P(k) е ковариационната матрица на оценките, $\hat{\theta}(k)$ - вектор с оценките

на парамтерите, $\psi(k)$ – градиент на предсказания изход по оценките на параметрите и r_e е дисперсията на остатъците e(k). Оценителят (8) допуска, че изменението на фиксираните параметри на обекта θ се моделира с (9)

$$\theta(k) = \theta(k-1) + v(k) \tag{9}$$

където v(k) е дискретен бял гаусов шум с дисперсия R_v . Параметърът R_v се избира от гледна точка на осъществяване на компромис между скоростта на следене на промените на параметрите и големината на колебанията на оценките около установените им стойности.

Предложеният от авторите алгоритъм на рекурсивния оценител по МПГ за ARMAX модел запазва постоянна стойност на следата на ковариационната матрица, подобно на рекурсивния оценител по МПГ за ARX модел [7]

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + G(k) \big[y(k) - \psi^T(k) \hat{\theta}(k-1) \big], \quad \hat{\theta}(0) = \theta_0, \\ \lambda &= 1 - \frac{1}{trP(k-1)} \psi^T(k) P(k-1) G(k), \quad G(k) = \frac{P(k-1)\psi(k)}{\psi^T(k)P(k-1)\psi(k)+1} \\ P(k) &= \frac{1}{\lambda} (P(k-1) - G(k) \psi^T(k) P(k-1)), P(0) = \alpha I, \end{aligned}$$
(10)

където trP(k-1) е следата на ковариационната матрица. Основната идея на алгоритъма (10) е на всяка итерация коефициентът λ да се променя така, че trP(k) = trP(k-1), което поддържа чувствителността на алгоритъма към промяната на параметрите. Параметърът α се избира от гледна точка на осъществяване на компромис между "доброто" следене на промените на параметрите и тяхната ковариация.

2.4. ИЗБОР НА ЦИФРОВ РЕГУЛАТОР

Функционалното поведение на САР зависи основно от синтезирания регулатор според избрания критерий за качество на процесите в системата, и преди всичко на регулируемата величина *y*(.). В статията е избран цифров регулатор на Далин (Dahlin), който формира управление

$$u(k) = \frac{Q(q^{-1})}{P(q^{-1})} [r(k) - y(k)]$$
(11)

където r(.) е задаващото въздействие, а полиномите Q и P на регулатора имат конкретен вид в съответствие с оценените параметри на модела θ на обекта на управление и изискванията за желано поведение на сигналите в системата за управление. В изследването е използвана методика за проектиране дискретен регулатор на Далин [8]. Неговата дискретна предавателна функция (11) при такт на дискретизация T_0 е определена в (12) с точност до общия вид на предавателната функция на незашумения модела на обекта (вж. (3)) и на настройваемия параметър T_{sys} , с който е означена желаната времеконстанта на непрекъснатата затворена система с проектирания регулатор

$$W_{c}(q^{-1}) = \frac{Q(q^{-1})}{P(q^{-1})} = \frac{\beta A(q^{-1})}{B^{*}(q^{-1})(1-q^{-1})(1+\beta q^{-1}+\beta q^{-2}+\cdots\beta q^{-d})}$$
(12)

където $\beta = 1 - e^{-\overline{T_{sys}}}$, $\tau_{sys} = d_{sys}T_0 = dT_0$, $B(q^{-1}) = q^{-1}B^*(q^{-1})$. В случай, че полиномът $B^*(q^{-1})$ съдържа корен извън единичната окръжност, който се явява **неустойчив полюс на регулатора на Далин** според (12), в [8] е предложен подход за отделянето му **чрез факторизация** $B^*(q^{-1}) = B^{*+}(q^{-1}) B^{*-}(q^{-1})$, така че проектираната система за управление да остава устойчива, дори за тази динамика на обекта. В този случай корените на уравнението с коничния полином $B^{*+}(q^{-1}) = 0$ са разположени в единичната окръжност, а описанието на регулатора на Далин се модифицира във вида

$$W_{c}(q^{-1}) = \frac{Q(q^{-1})}{P(q^{-1})} = \frac{k_{corr}\beta A(q^{-1})}{B^{*+}(q^{-1})\{[1+(\beta-1)q^{-1}]-[k_{corr}B^{*-}(q^{-1})\beta q^{-d-1}]\}},$$
(13)

където коригиращият коефициент $k_{corr} = 1/B^{*-}(q^{-1})$ осигурява единичен статичен коефициент на усилване на системата за управление.

3. СИНТЕЗ НА НЕАДАПТИВЕН РЕГУЛАТОР ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ОБЕКТ (4) 3.1. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОСРЕДНЕН МОДЕЛ НА НЕСТАЦИОНАРНИЯ ОБЕКТ

Синтезът на неадаптивен дискретен регулатор за управление на нестационарния обект се осъществява по осреднен модел на обекта. За целта се провежда идентификация в отворен контур [7]. Входно-изходните данни се получават от симулационен експеримент, при който обектът се симулира съгласно уравнения (5) при условията разгледани в т. 1. Промяната на параметрите се осъществява през 200с. Идентификационният експеримент е проведен с входен сигнал случайна двоична последователност, с което се осигурява достатъчно информативни извадки с входно–изходни данни - за оценяване на параметрите и за валидация (проверка за достоверност) на получения осреднен модел. С блочна идентификацията по МПГ е оценен ARMAX модел от 3 ред с полиноми

$$A(q^{-1}) = 1 - 2.582q^{-1} + 2.1251q^{-2} - 0.5937q^{-3},$$

$$B(q^{-1}) = 0.0012q^{-1} + 0.0041q^{-2} + 0.0009q^{-3},$$

$$C(q^{-1}) = 1 + 0.5214q^{-1} + 0.1038q^{-2} + 0.0495q^{-3}.$$
 (14)

След валидация се установява, че остатъчната грешка няма характер на бял гаусов шум, но отсъстват признаци за недооценена динамика между входния сигнал и грешката. Това показва, че полученият модел на приведеното към изхода на обект смущение може да не е достатъчно добър, но съществената динамика на обекта е оценена коректно. Това предположение се потвърждава от резултатите на фиг.3, където са показани честотните характеристики заедно с доверителните им интервали на оценения FIR модел от висок ред между остатъците и входния сигнал. Вижда се, че няма наличие на съществена динамика между остатъците и входния сигнал. На фиг.4 е показано сравнение между изходния сигнал на нестационарния обект с този на оценения модел (14) с много добро съвпадение от 64% между тях, въз основа на което може да се заключи, че е получен един добър осреднен модел, който представя добре съществената динамика на нестационарния обект.

3.2. СИНТЕЗ НА НЕАДАПТИВЕН РЕГУЛАТОР НА ДАЛИН

На базата на оценения осреднен модел (14), съгласно метода представен в т. 2.4, е синтезиран неадаптивен регулатор на Далин за $T_{sys} = 7$. Получена е следната предавателна функция за осреднения регулатор

$$W_{c}(q^{-1}) = \frac{Q(q^{-1})}{P(q^{-1})} = \frac{26.58 - 67.2q^{-1} + 56.48q^{-2} - 15.78q^{-3}}{1 - 0.668q^{-1} - 0.3085q^{-2} - 0.02346q^{-3}}.$$
 (15)









4. СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Работоспособността на разработения алгоритъм за адаптивно управление на нестационарен обект, комбиниращи модифицирани рекурсивни оценители по МПГ и настройвател на коефициентите на регулатор на Далин, е симулационно проверена. По време на изследванията заданието се променя на две нива от 0 на 1 и обратно през 450с, а параметрите на обекта се променя на две нива от 0 на 200с съгласно 10-те модела от областта на неопределеност. На фиг.5 и фиг.6 са показани точните стойности на параметрите на обекта и техните оценки получени за адаптивна система, базирани на оценител по МПГ с филтър на Калман (САУФК). На фиг.7 и фиг.8 са показани аналогични резултати за адаптивна система, базирана на оценител по МПГ с постоянна следа на ковариационната матрица (САУПС). На фиг.9 и фиг.10 са показани изходните и управляващите сигнали на двете адаптивни системи и на тази на неадаптивната (с осреднения регулатор (14)) (САУНА). Извършени са симулации на неадаптивни системи с регулатори на Далин, настроени за всеки един от 10-те модела. Преходните процеси на тези системи са показани на фиг.11 и фиг.12.



Фиг.5. Оценки на параметрите на полинома $A(q^{-1})$ за САУФК



Фиг.6. Оценки на параметрите на полинома $B(q^{-1})$ за САУФК



Фиг.7. Оценки на параметрите на полинома $A(q^{-1})$ за САУПС



Фиг.9. y(k) на трите системи



Фиг.11. Семейство изходни сигнали на НАСАУ с регулатори, настроени за всеки един от моделите

От фигурите с оценките се вижда, че двата рекурсивни оценителя оценяват точно параметрите на нестационарния обект с достатъчно висока скоростта на адаптация към промените в параметрите. От фигурите с изходните сигнали се вижда, че САУПС има предимство в сравнение с САУФК и САУНА. За повечето преходни процеси пререгулирането за САУПС е по-малко от това за СА-УФК и времето за регулиране е по-малко от това за САУНА. Управляващият сигнал за САУПС е по-гладък от този за САУФК. Трябва да се отбележи и доброто качество на процесите в САУНА, където регулаторът е настроен по оцене-



Фиг.8. Оценки на параметрите на полинома $B(q^{-1})$ за САУПС



Фиг.10. u(k) на трите системи



Фиг.12. Семейство управления на НА-САУ с регулатори, настроени за всеки един от моделите

ния среден модел, което потвърждава направеното предположение, че нестационарният обект може да се управлява и от неадаптивен регулатор, настроен по осреднен модел, оценен чрез средствата на блочен алгоритъм. Изводите по отношение на качеството на системите за управление се потвърждават от показателите на качеството $J_e = \sum_{i=1}^{2000} e(i)^2$, $J_u = \sum_{i=1}^{2000} u(i)^2$, чиито стойности са дадени в табл.1.

Таблица 1

	САУНА	САУФК	САУПС	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8	M9	M10
Je	48.2	42.40	35.96	79.04	47.69	41.71	64.6720	32.69	59.73	61.5	41.84	49.819	21.1
Ju	5856	5039	5720	5856	5041	5720	2220	6724	9778	5102	10595	4754	4274

Стойността на квадратичната грешка за САУПС е с около 30% по-малка от тази за САУНА и с 15% по-малка от тази за САУФК. САУНА прави изключение само при регулатор, настроен по модел 5 или модел 10. Това е очакван резултат, т.к. при адаптацията критерият за настройка на параметрите на регулатора не е средноквадратичната грешка. За някои от неадаптивните системи се наблюдават значителни колебания в управляващия сигнал, които при реализация в реално време могат да предизвикат насищане в изпълнителните устройства.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Извършените изследвания поставят начало на разработване на програмна система за тестване на СНР с акцент върху използване на различни алгоритми за рекурсивно оценяване, настройватели на различни типове цифрови регулатори, за анализиране на поведението на системи за управление за различни нива на немоделирана динамика на обекта, както и за съпоставяне на получените резултати с такива от робастно или многомоделно адаптивно управление на изследваните симулирани и физически реализуеми обекти.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Astrom, K., B. Wittenmark. *Adaptive control.* Addison-Wesley, 1995, 2008

[2] Bobal, V. et al. *Digital Self-tuning Controllers*. Springer, 2005

[3] Гарипов, Е. Решени задачи по проектиране на системи за управление в MATLAB и SIMULINK (2 изд.), ТУ, София, 1999

[4] Славов, Ц., Е. Гарипов. Лабораторна система за оценяване на нестационарни динамични системи в реално време, Конференция на САИ, 2009

- [5] MathWorks, *Robust Control Toolbox*, R2016
- [6] Ljung, L. System Identification: Theory for the User, Prentice Hall, 1999
- [7] MathWorks, System Identification Toolbox, R2016
- [8] Гарипов, Е. Цифрови системи за управление, Част 2, ТУ, София, 2007

Автори: Цоньо Славов, доц. д-р, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *ts_slavov@tu-sofia.bg*; Веселин Кънчев, докт. маг. инж., катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *veselin_kanchev1993@abv.bg*; Емил Гарипов, проф. д-р, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *veselin_kanchev1993@abv.bg*; Емил Гарипов, проф. д-р, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *emgar@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Георги Ружеков



ИЗСЛЕДВАНЕ НА РІN-ДИОДИ КАТО ДЕТЕКТОРИ НА ИМПУЛСНО РЕНТГЕНОВО ЛЪЧЕНИЕ

Васил Гълъбов, Никола Серафимов

Абстракт: Целта на проведените в рамките на настоящата работа изследвания е да се анализират различни методи за измерване, контрол и обработка на дозиметрични и лъчезащитни параметри на рентгенови уредби със специално приложение. С помощта на различни по вид PIN-диоди беше проведено измерване на дозата и мощността на дозата на специализирана рентгенова уредба. След анализ на получените резултати, същите бяха сравнени с такива, получени от аналогични измервания, проведени с други видове детектори (йонизационни камери, SiLi-детектори, термолуминисцентни детектори TLD и др.). Крайните резултати могат да бъдат използувани за последваща калибровка на съответните рентгенови уредби.

Ключови думи: Доза, мощност на дозата, PIN-диоди, йонизационни камери, SiLi-детектори, термолуминисцентни детектори (TLD).

STUDY OF PIN - DIODES AS A DETECTOR OF THE PULSE X-RAY

Vassil Galabov, Nikola Serafimov

Abstract: The purpose of this research is to analyze different methods for measurement, control and processing of dose-metric and radioprotective parameters of X-ray systems with special application. Using a different type of PIN diodes, dose and dose rate measurements of a specialized X-ray system were performed. After analyzing the results obtained, they were compared with those obtained from analogous measurements carried out with other types of detectors (ionization chambers, SiLi detectors, TLD thermo-luminescence detectors, etc.). The final results can be used for subsequent calibration of the corresponding X-ray systems.

Keywords: dose, dose rate, PIN - diodes, ionization chambers, SiLi - detectors, thermo-luminescent detectors (TLDs).

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В рамките на настоящата работа беше проведено измерване на дозата и мощността на дозата на специализирана рентгенова уредба с помощта на детектори с PIN-диоди. Използваните PIN-детектори бяха подложени на лъчение с енергия до ок. 500 keV. Получените резултати могат да бъдат използвани за последваща калибровка на рентгенови уредби от посочения тип.

Както е известно, някои полупроводникови елементи се характеризират с благоприятни характеристики при използването им като детектори на йонизиращи лъчения. Отличават се със сравнително висока разделителна способност при преобразуване на съответното лъчение в електрически сигнал. Понастоящем най-често използваният метод за измерване на дозата се базира на използване на термолуминисцентни детектори (TLD). Същите се характеризират с висока точност, разделителна способност и повтаряемост в различни области на приложение на медицината и индустрията. Въпреки това, изхождайки от особеностите и евентуалните затруднения на обработката на резултатите, получени при измервания на дозата с термолуминисцентни детектори (TLD) е оправдано и важно да се изследват и алтернативни методи. В работата се разглеждат някои приложения на PIN-фотодиоди при измерване на доза, мощност на дозата и анализ на спектър на импулсно рентгеново лъчение.

2. СТРУКТУРА НА РІМ-ДИОД

PIN-диодите представляват полупроводникови елементи, притежаващи трета зона (слой), разположена между р- и n- слоевете. Тъй нареченият. i – слой ("i" от "intrinsic" слой със собствена проводимост) се характеризира с ниска степен на легиране. p– и n– слоевете нямат директен електрически контакт помежду си. При прилагане на напрежение в обратна посока се образува зона на пространствен заряд, която е с по - голям обем, от тази типична за класическите полупроводникови диоди. Обикновено i – слоя притежава много малко свободно токоносители и е високоомен. На фиг.1 е представена структурата на класически PIN-фотодиод.



Фиг.1. Устройство на PIN-диод [1]

PIN-диодите се отличават с по-голяма квантова ефективност, както и по-добра пропорционалност. Най-често те се използват като детектори на рентгеново и γ-лъчение. Ефективността на един PIN-диод като детектор зависи в голяма степен от дебелината на Si-кристал. При дебелина на кристала ок. 300 μm, ефективността на детектора може да достигне 100 % при енергия 10 keV. За енергии от порядъка на 150 keV, както и по-големи такива, ефективността намалява значи-

телно до ок. 1 %. Поради конкретните конструктивни особености на PINдетекторите и механизмите на взаимодействие на фотоните, ефективността се запазва почти постоянна в рамките на широк енергиен диапазон. Експерименталните резултати са показали, че за фотонни енергии по-големи или равни на 150 keV ефективността на детекторите е ок. 1 %. Това дава основание PIN-диодите да се разглеждат като полупроводникови еквиваленти на йонизационните камери (solid – state ion chamber) [2], [4].

3. ОСНОВНИ СХЕМИ НА ВКЛЮЧВАНЕ НА РІЛ-ДЕТЕКТОРИТЕ

В зависимост от конкретното приложение и работен енергиен диапазон, следва да бъдат разгледани два основни режима на работа на PIN-диодите, респ. две основни схеми на свързване.

В някои приложения като, например, мониторинг на рентгенови уредби или измерване на интензитета на рентгеновото лъчение PIN-диодите се свързват във фотоволтаичен режим на работа. [3]. В този случай не е необходимо допълнително захранващо напрежение (вж. фиг.2).

Токът, който протича през диода в резултат на въздействието на фотонното лъчение, може да бъде представен с помощта на следната зависимост [2]:

$$I = \frac{NArEe}{s} \tag{1}$$

където:

- А площ на кристала на PIN диода в $[cm^{2}];$
- N Поток на γ лъчението, [γ частици / cm²s];
- г Ефективност на детектора, може да се приеме за константа ≈ 0.01 ;
- Е-Енергия на Комптъновите електрони (средна стойност) в детектора, [eV];
- е заряд на електрона, е = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulombs;
- s -йонизационна константа, за Si s = 3,6 eV.



Фиг.2. PIN-диод във фотоволтаичен режим.

Протичащият през диода ток е пропорционален на интензитета на рентгеновото лъчение. Изходният сигнал на горната схема носи информация за интензитета на лъчението и времето на експозиция.

За спектрометрични измервания обикновено се използва схема на включване на PIN-диода във фотодиоден режим [3] (фиг.3).



Фиг.3. Фотодиоден режим.

В този случай се използва източник на поляризиращо напрежение $-U_b$. Последният е свързан в обратна посока. Възникналият в диода електрически заряд, респ. изходният сигнал на схемата, е пропорционален на енергията на рентгеновото или γ -лъчението. Зоната на пространствен заряд (i – слой) увеличава обема си при повишаване на приложеното поляризиращо напрежение в обратна посока $-U_b$. По такъв начин в зависимост от конкретното приложение може да се подобри ефективността на детектора.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Извършената на този етап експериментална работа касае изследването на PINфотодиод от типа BPW34, производство на фирмата VISHAY. Независимо от факта, че посоченият диод е достъпен и цената му на пазара за електронни компоненти е относително невисока, той се отличава с добра чувствителност за рентгеново и γ -лъчение, както и задоволителна ефективност.

Конкретното му приложение се отнася за специализирана импулсна рентгенова уредба, разработена наскоро в рамките на **Оперативна програма "Развитие на конкурентоспособността на българската икономика"**, съфинансирана от Европейския съюз чрез Европейския фонд за регионално развитие.

Входното напрежение с големина 50 kV се получава от задаващ генератор. С помощта на генератор на Маркс, то се преобразува в изходно високо напрежение с големина до 450 kV. При провеждане на експеримента беше измерван сигналът на изхода на усилвателя, пропорционален на интензитета на спирачното лъчение (Bremsstrahlung) зад поставения филтър (медна пластина с дебелина 2,00 mm).

Схемата на включване на детектора в конкретния случай съответства на фиг.2. На фиг.4 е представена зависимостта на изходното напрежение на усилвателя, като функция на приложеното високо напрежение на излъчвателя U_h. Както се вижда от фигурата, получената зависимост е с висока степен на линейност.



Фиг.4. Изходен сигнал като функция на високото напрежение на излъчвателя U_h

Фигура 5 представя зависимостта на тока през PIN-диода като функция на поляризиращо напрежение в обратна посока $-U_b$ при мощност на дозата на рентгеновото лъчение ок. 5 Gy / h. Измерените стойности на I_r съответстват на предложения в [5] модел.



Фиг.5. Ток през диода във функция от поляризиращото напрежение $-U_b$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Както се вижда от горните фигури, изследваният PIN-диод се характеризира със сравнително линейна предавателна характеристика. Наблюдават се добра ефективност и задоволителна чувствителност. Разпределение на измерените дози в дълбочина, както и приложение на разглеждания PIN-детектор за спектрометрични цели са обекти на текуща изследователска работа. Гореизброените качества на разглеждания тип PIN-диод, съчетани с невисоката му цена го правят особено подходящ заместител на класическите йонизационни камери при измерване на дозата и мощността на дозата на статични и импулсни рентгенови уредби. Друго съществено приложение на PIN-детекторите, особено актуално в съвременната медицина е мониторинг на фотонния сноп на линейните ускорители.

ЛИТЕРАТУРА

[1] The PIN Diode Circuit Designers' Handbook, Microsemi Corp.-Watertown, 580 Pleasant Street, © Watertown, MA 02472, 1998

[2] Silicone PIN – Diode Radiation Detectors, Carrol – Ramsey Associates, © Berkely, CA, 1999

[3] Ramirez – Jimenez, F. J., Mondragon – Contreras L., Cruz – Estrada P. "Application of PIN – Diodes in Physics Research", CPF 857, AIP, 2006

[4] Silicon Photodiodes and Charge Sensitive Amplifiers for Scintillation Counting and High – Energy Physics. Hamamatsu Photonics K.K., Solid – States Division, Catalog # KOTH0002E02, June 1993

[5] Caresana M. et. al. Feasibility study of a personal dosemeter based upon silicon diodes in remote controlling. Rad Prot Dos 114(4): P. 469 - 474

Автори: Васил Гълъбов, доц. д-р инж., кат. Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *VTG@tu-sofia.bg*, Никола Серафимов, ас. маг., кат. Технологии и мениджмънт на комуникационни системи, Факултет по телекомуникации, Технически Университет-София, E-mail address: *nsse@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Станислав Енев



ПРОЕКТИРАНЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ НА АДАПТИВНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА НИВО В ЧЕТИРИ СВЪРЗАНИ РЕЗЕРВОАРА

Михаил Христов

Резюме: В статията е изследван адаптивен алгоритъм за управление на многомерен обект. Управляващото устройство се състои от линейно-квадратичен оптимален регулатор с обратна връзка по състояние и филтър на Калман, разширен с интегрална компонента. Адаптивната система е реализирана чрез параметрично зависим модел, програмирано усилване с рекурсивно решаване на уравненията на Рикати и е проектирана за система от четири свързани резервоара с варираща динамика. Нелинейният модел на обекта е симулиран в реално време чрез FPGA I/O модул, а управлението е реализирано с индустриален контролер и HMI панел. Показани са изследвания в реално време за следене на задание, подтискане на смущения и запазване на устойчивост при силно променяща се динамика.

Ключови думи: адаптивно управление, LQR регулатор с програмирано усилване, ПИ филтър на Калман, PLC управление

ADAPTIVE LEVEL CONTROL AND IMPLEMENTATION FOR THE QUADRUPLE TANK SYSTEM

Mihail Hristov

Abstract: In this paper an adaptive control algorithm for MIMO plant is investigated. The control strategy consists of LQR controller with PI Kalman filter. The control algorithm is based on a linear parameter varying model, gain scheduling approach with recursive solving of the Riccati equation and is designed for quadruple tank system water level control with variable dynamics. A real time simulation of nonlinear plant model is developed by FPGA I/O module. Industrial PLC and HMI panel are used for system implementation. Experimental results concerning control system performance are shown.

Keywords: adaptive control, Gain scheduling LQR control, PI Kalman filter, PLC control.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Проблемите при проектирането на многомерни (МІМО) системи за управление произтичат от наличието на взаимодействие и конфликт между различните контури. Ефективен способ за синтез на управление за МІМО обект е използването на централизирани регулатори – с обратна връзка по състояние, оптимални *H*₂ и

 H_{∞} регулатори, робастни μ -регулатори [1], управление с размита логика и др. Основен проблем при регулаторите с обратна връзка по състояние е получаването на вектора на състоянията. Затова често се стига до използването на наблюдател (оценител) на състоянията и един от върховете в теорията на оценяването е оптималният линейно-квадратичен филтър на Калман [2]. Чрез него се решават едновременно проблемите на оценяването на състоянията и на филтрацията на шума в измерванията или в обекта. За гарантиране на неизместени оценки при наличие на товарни и входни смущения или на немоделирана динамика, се налага използването на т. нар. пропорционално-интегрален филтър на Калман (ПИФК) [3, 4, 5].

Предмет на изследванията в тази статия е т. нар. *The Quadruple-Tank Process*. Той е създаден по идея на *K. J. Åström*, 1996, в Техническия Институт в Лунд, Швеция [6]. Оттогава този процес намира сериозно присъствие в научните среди като типичен представител на особените свойства на многомерните системи. Той представлява система от четири свързани резервоара и две помпи, като целта е управлението на нивата на флуида в два от резервоарите. Обектът е прост физически, но динамиката му може да бъде както минимално-фазова, така и неминимално-фазова и това зависи само от положението на два вентила. В едни от първите публикации, свързани със системата от четири резервоара [6, 7, 8] са предложени модел, сравнения с реален обект и изследване на свойствата на системата при промяна на параметрите ѝ. Разработени са още и управление с динамична матрица (DMC-LP), моделно-базирано предсказващо управление, управление с вътрешен модел, робастно H_{∞} и μ управление и др.

Настоящите изследвания са осъществени с нелинейното и нестационарно описание на обекта по стратегията "*hardware-in-the loop*" (HIL). Понеже обектът позволява по време на функциониране да се влияе на динамиката на процесите в него и това да наруши устойчивостта на затворената система, в статията е предложен адаптивен подход на управление с твърда адаптация или т. нар. програмирано усилване. [9, 10, 11].

Структурата на настоящата статия е както следва. Част първа е посветена на описанието, математическото моделиране и изследването на обекта. Получени са модели в ПС и входно-изходни такива. В част втора е представена идеята за система за управление с твърда адаптация, състояща се от оптимален линейноквадратичен регулатор с обратна връзка по състояние и оптимален стохастичен наблюдател с интегрираща част (ПИФК). Техническата среда за управление и моделиране в реално време, човеко-машинният интерфейс (HMI), както и схемата на свързване на устройствата са представени в част трета. В последната част на статията са въведени два номинални режима и са представени резултати от експерименти, свързани със следене на задание и промяна на динамиката на обекта по време на работа.

Всички симулационни резултати са получени в средата на MATLAB Release 2006a, The MathWorks, Inc.

2. МОДЕЛИРАНЕ И СВОЙСТВА НА СИСТЕМАТА ОТ СВЪРЗАНИ РЕЗЕРВОАРИ

Описание на действието на обекта. Обектът на управление се състои от четири резервоара, чието свързване е показано на принципната схема от фиг.1. Целта на задачата за управление е стабилизация на нивото на флуида в резервоарите R1 и R2. Двете помпи захранват всеки от резервоарите с дебит в различно съотношение, а R3 и R4 изтичат свободно съответно в R1 и R2. Начинът на свързване е такъв, че една част от дебита на всяка от помпите постъпва в прилежащия и резервоар, а останалата – в диагоналния, (фиг.1).

Входните величини в обекта на управление са относителните капацитети на работа на помпите u_1 и u_2 , чрез които се управляват скоростите им, а оттам – изпомпваните дебити флуид. Изходните величини са h_1 и h_2 , които представляват нивата на R1 и R2 и чиято стойност е целта на управлението.



Фиг.1. Система от четири свързани резервоара

Нелинеен модел. За описание на процесите се използват нелинейните диференциални уравнения на Бернули, изразяващи обемния баланс на прехвърляния флуид между резервоарите. Помпите са описани като апериодични звена от първи ред. Нелинейната система от уравнения е дадена с (1) [6, 7, 8], а значението, размерностите и стойностите на константите са дадени в табл.1. Процентът от максималния изходен дебит на помпа *i* е v_i . Изходният дебит на помпа 1, който е входен за R1 е $y_1k_1v_1$ и изходният дебит, който е входен за R4 е $(1-\gamma_1)k_1v_1$. За R2 и R3 и помпа 2 тези изрази са аналогични. Коефициентите

 γ_1 и γ_2 представляват съотношенията между дебитите съответно в R1 и R4 и резервоари R2 и R3. В зависимост от избора на γ_1 и γ_2 , обектът може да се държи като минимално-фазов или неминимално-фазов, като по този начин могат да бъдат променяни условията на функциониране в реално време.

		стоянни параметри в системата
Симв.	Значение	Стойност
A_i	Площ на резервоар і	730, $[cm^2]$
a_i	Сечение на изхода на R <i>i</i>	2,10; 2,14; 2,20; 2,30, [<i>cm</i> ²]
k_1, k_2	Коефициент на проп. на помпа 1 и 2	$7,45; 7,30, [cm^{3}/(s.\%)]$
$ au_1, au_2$	Времеконстанта на помпа 1 и 2	2,0; 2,1, [<i>s</i>]
g	Земното ускорение	$981[cm/s^2]$

			1 a0/1.1.
Постоянни	параметри	в	системата

Тобл 1

$$\begin{vmatrix} \frac{dh_{1}}{dt} = -\frac{a_{1}}{A_{1}}\sqrt{2gh_{1}} + \frac{a_{3}}{A_{1}}\sqrt{2gh_{3}} + \frac{\gamma_{1}k_{1}}{A_{1}}v_{1} \\ \frac{dh_{2}}{dt} = -\frac{a_{2}}{A_{2}}\sqrt{2gh_{2}} + \frac{a_{4}}{A_{2}}\sqrt{2gh_{4}} + \frac{\gamma_{2}k_{2}}{A_{2}}v_{2} \\ \frac{dh_{3}}{dt} = -\frac{a_{3}}{A_{3}}\sqrt{2gh_{3}} + \frac{(1-\gamma_{2})k_{2}}{A_{3}}v_{2} \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} \frac{dh_{4}}{dt} = -\frac{a_{4}}{A_{4}}\sqrt{2gh_{4}} + \frac{(1-\gamma_{1})k_{1}}{A_{4}}v_{1} \\ \frac{dv_{1}}{dt} = -\frac{v_{1}}{\tau_{1}} + \frac{1}{\tau_{1}}u_{1} \\ \frac{dv_{2}}{dt} = -\frac{v_{2}}{\tau_{2}} + \frac{1}{\tau_{2}}u_{2} \end{vmatrix}$$

$$(1)$$

Линеен модел. Непрекъснат линеен модел може да се получи чрез линеаризиране на нелинейното описание (1) по метода, свързан с развитие в ред на Тейлър и използване на линейните членове. Ако се дефинират отклоненията на величините $\Delta h_i = h_i - h_{i0}$, $\Delta v_i = v_i - v_{i0}$ и $\Delta u_i = u_i - u_{i0}$, то от линеаризирания модел на системата може да се получи непрекъснато описание в ПС (2):

където съответните матрици са:

$$A_{\mu} = \begin{bmatrix} -1/T_{1} & 0 & A_{3}/A_{1}T_{3} & 0\\ 0 & -1/T_{2} & 0 & A_{4}/A_{2}T_{4}\\ 0 & 0 & -1/T_{3} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -1/T_{4} \end{bmatrix}, \quad B_{\mu} = \begin{bmatrix} \gamma_{1}k_{1}/A_{1} & 0\\ 0 & \gamma_{2}k_{2}/A_{2}\\ 0 & (1-\gamma_{2})k_{2}/A_{3}\\ (1-\gamma_{1})k_{1}/A_{4} & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1\\ 0 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}, \quad (3)$$

$$T_{i} = A_{i}/a_{i}\sqrt{2h_{i0}/g}, \quad i = 1 \div 4;$$

Величините h_{i0} са равновесните стойности на нивата h_i . В описанието (3), моделите на помпите са пренебрегнати с цел понижаване на реда на модела. Това е възможно, тъй като времеконстантите τ_1 и τ_2 са достатъчно малки в сравнение с T_i . От (2), може да се получи предавателната матрица (4) на линеаризираната системата от четири скачени резервоара с два входа и два изхода:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 T_1 k_1}{A_1 (T_1 s + 1)} & \frac{(1 - \gamma_2) T_1 k_1}{A_1 (T_1 s + 1) (T_3 s + 1)} \\ \frac{(1 - \gamma_1) T_2 k_2}{A_2 (T_2 s + 1) (T_4 s + 1)} & \frac{\gamma_2 T_2 k_2}{A_2 (T_2 s + 1)} \end{bmatrix}$$
(4)

От (4) може да се види влиянието на γ_1 и γ_2 върху коефициентите на пропорционалност на всеки един от каналите. Различни ситуации се получават при нулиране на коефициентите или при приемане на стойности равни на 0.5 или 1.

Дискретизация на модела. Дискретният вид на описанието в ПС е:

$$x(k+1) = Fx(k) + \Gamma u(k)$$
, където $F = I_{4\times 4} + AT_s$

$$y(k) = Cx(k)$$
, където $\Gamma = BT_s$

$$(5)$$

Матриците A, B и C се получават достатъчно точни за целите на синтеза при достатъчно малък такт на дискретизация T_s от (3).



Фиг.2. Стойност на нулата z_1 като функция от и γ_1 и γ_2 . В защрихованата зона $z_1 < 0$ и системата е минимално-фазова

Нули на предавателната матрица на обекта. От (4) могат да се определят нулите на многомерния обект, [8]. Известно е, че те се намират като нули на рационалната функция detG(s) с (6). Получават се две реални нули – едната (z_2) винаги е отрицателна, а другата (z_1) може да бъде положителна или отрицателна. На фиг.2 е показана стойността на z_1 като функция от γ_1 и γ_2 . В защрихованата област z_1 е отрицателна, т.е. системата е минимално-фазова.

$$\det G(s) = \frac{k_1 T_1 k_2 T_2 \left[(T_3 s + 1) (T_4 s + 1) - (1 - \gamma_1) (1 - \gamma_2) / \gamma_1 \gamma_2 \right]}{\gamma_1 \gamma_2 A_1 A_2 (T_1 s + 1) (T_2 s + 1) (T_3 s + 1) (T_4 s + 1)}$$
(6)

Диапазон на управление. Възможностите на управление на помпите са ограничени от 0% до 100%, поради което се оказва, че съществуват области от стойности на γ_1 и γ_2 , в които обектът не може да се управлява физически. Може да се покаже, че единствените допустими режими са в квадранти I и III (фиг.2). Този факт може лесно да се интерпретира физически – ако по-голямата част от входните дебити попадат в R1 и R3, то регулирането на h_2 на практика ще пречи на h_1 . и аналогично за R2, R4 и h_2 .

3. СИНТЕЗ НА АДАПТИВЕН РЕГУЛАТОР

Нелинейният модел на обекта и планираните експерименти включващи промяна на динамиката му дават мотивация за проектиране на САУ с твърда адаптация,



Фиг.3. Структура на адаптивната САУ

която се основава на стандартната схема с обратна връзка по състояние и наблюдател (фиг.3). Регулаторът е астатичен и използва обратна връзка по оценен изход. За функционални променливи се използват заданието r, както и параметрите γ_1 и γ_2 . Според техните стойности във всеки един такт се получава текущ модел във вида (3). На базата на матриците (5) се преизчисляват настройките на регулатора и наблюдателя. Оптимален астатичен регулатор (LQR). При проектирането му се използва разширено описание, включващо състоянията на интегралните компоненти x_i в закона за управление:

$$\begin{bmatrix} x_i(k+1)\\h(k+1) \end{bmatrix} = \overline{F} \begin{bmatrix} x_i(k)\\h(k) \end{bmatrix} + \overline{\Gamma}u(k) + \begin{bmatrix} T_s\\0 \end{bmatrix} r(k) \\ u(k) = -K_r \begin{bmatrix} x_i(k+1)\\h(k+1) \end{bmatrix}, \quad \overline{F} = \begin{bmatrix} I_{2\times 2} & -T_sC\\0_{4\times 2} & F \end{bmatrix}; \quad \overline{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0_{2\times 2}\\\Gamma \end{bmatrix}, \quad (7)$$

където *K_r* е матрицата на усилване на регулатора, а квадратичният критерий, който трябва да се минимизира е:

$$J_{k} = \sum_{k=0}^{\infty} \left[x^{T}(k) Q x(k) + u^{T}(k) R u(k) \right]$$
(8)

За синтезиране на оптимална матрица K_r , ([2, 4]) се използват известните уравнения на Рикати в рекурсивна форма:

$$K_{r}(k) = \left(R + \overline{\Gamma}^{T}(k)X(k)\overline{\Gamma}(k)\right)^{-1}\overline{\Gamma}^{T}(k)X(k)\overline{F}(k);X(0) = Q$$

$$X(k+1) = Q + \overline{F}^{T}\left(X(k) - X(k)\overline{\Gamma}(k)(R + \overline{\Gamma}^{T}X(k)\overline{\Gamma}(k))^{-1}\overline{\Gamma}^{T}(k)X(k)\overline{F}(k)\right)$$
(9)

Пропорционално-интегрален филтър на Калман (ПИФК). За разлика от стандартния филтър на Калман, с пропорционално действие върху грешката в оценките, тук се използва ПИФК. Той съдържа допълнителна интегрираща съставка, която осигурява точност в установен режим и компенсира неизмерими смущения в обекта или немоделираната динамика [12]. ПИФК се синтезира по стандартен начин, с тази разлика, че е необходимо разширено описание:

$$\begin{bmatrix} h(k+1) \\ d(k+1) \end{bmatrix} = \tilde{F} \begin{bmatrix} h(k) \\ d(k) \end{bmatrix} + \tilde{\Gamma}u(k) + \tilde{\Gamma}_{w} \begin{bmatrix} w_{u}(k) \\ w_{d}(k) \end{bmatrix}; y(k) = \tilde{C} \begin{bmatrix} h(k) \\ d(k) \end{bmatrix} + n(k)$$

$$\tilde{F} = \begin{bmatrix} F & D_{i_{4\times4}} \\ 0_{4\times4} & D_{f_{4\times4}} \end{bmatrix}; \tilde{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0_{4\times2} \end{bmatrix}; \tilde{\Gamma}_{w} = \begin{bmatrix} \Gamma & 0 \\ 0_{4\times2} & I_{4\times4} \end{bmatrix}; \tilde{C} = \begin{bmatrix} C & 0_{2\times4} \end{bmatrix}$$
, (10)

В (10) *d* е вектор на състоянието на интегралната компонента, w_u и w_d – векторите съответно на входните стохастични въздействия и тези върху интегралната част, n – вектор на изходните (измервателните) шумове. Предполага се , че w_u , w_d и n са взаимно некорелирани бели шумове. За свобода на проектиране и разширяване на възможностите са въведени матриците D_i и D_f . Те играят ролята на коефициент на ефекта на интегриране и фактор на забравяне [5].

Структурата на ПИКФ има следния вид:

$$\begin{bmatrix} \hat{h}(k+1) \\ \hat{d}(k+1) \end{bmatrix} = \tilde{F} \begin{bmatrix} \hat{h}(k) \\ \hat{d}(k) \end{bmatrix} + \tilde{\Gamma}u(k) + K_{H} \left(y(k+1) - \tilde{C}\tilde{\Gamma}u(k) - \tilde{C}\tilde{F} \begin{bmatrix} \hat{h}(k) \\ \hat{d}(k) \end{bmatrix} \right), \quad (11)$$

където K_H е оптималната матрица на усилване на ПИФК и се получава отново по рекурсивен алгоритъм [13]. Той се състои от предсказване:

$$\hat{x}(k+1|k) = \tilde{F}(k)\hat{x}(k|k) + \tilde{\Gamma}u(k);$$

$$D_{e}(k+1|k) = \tilde{F}(k)D_{e}(k|k)\tilde{F}^{T}(k) + \tilde{\Gamma}_{w}(k)V_{w}\tilde{\Gamma}_{w}(k)^{T} \right\},$$
(12)

изчисляване на текущата матрица на усилване *К*_{*H*}:

$$K_{H}(k+1) = D_{e}(k+1|k)\tilde{C}^{T}(k) \left[\tilde{C}(k)D_{e}(k+1|k)\tilde{C}^{T}(k) + V_{n}\right]^{-1}$$
(13)

и корекция:

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K_{H}(k+1) \left[y(k+1) - \tilde{C}(k) \hat{x}(k+1|k) \right];
D_{e}(k+1|k+1) = \left[I - K_{H}(k+1) \tilde{C}(k) \right] D_{e}(k+1|k)$$
(14)

На всеки такт се извършва една или повече стъпки от предложените рекурсивни алгоритми.

4. ТЕХНИЧЕСКИ СРЕДСТВА ЗА МОДЕЛИРАНЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ

Моделиране и управление. Динамиката на системата от свързани резервоари (1) е моделирана чрез FPGA модул за обработка на данни в реално време RT-DAC/USB на фирмата INTECO Co [14]. Устройството се програмира в средата на MATLAB\Simulink и използва вградените си ЦАП и АЦП за връзка с управляващото устройство, изпълнявайки ролята на обект на управление съгласно приетата стратегия за HIL симулация на модела на обекта. За управление на системата е използван PLC Modicon M238 (TM238LFDC24DT) на фирмата Schneider



Фиг.4. Схема на свързване на САУ

Фиг.5. Екран *Ноте* от НМІ

Electric [15], допълнен с аналогов входно-изходен разширителен модул *TM2AMM6HT*. На фиг.4 е дадена архитектурата на САУ. Управляващите алгоритми са реализирани с езиците от високо ниво ST и CFC по стандарт *IEC61131-3*.

Човеко-машинен Интерфейс (НМІ). Визуализацията е изградена чрез чувствителен на допир цветен екран *HMISTU855* на *Scneider Electric*. Потребителският интерфейс е съставен от три екрана (фиг.5) и предлага следните възможности:

- схематична визуализация на обекта с необходимите величини;
- превключване между режим на автоматично и ръчно управление;
- въвеждане и плавна промяна на заданията и управляващите сигнали;
- промяна на настройките на LQR и ПИФК с до 5 позиции памет;
- графики в реално време на изходните и управляващите сигнали;

Допълнителни алгоритми. В управляващата среда е реализиран и алгоритъм за безударно превключване между ръчен и автоматичен режим, както и алгоритъм против интегрално насищане (anti-windup).

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

За да бъде демонстрирана работата на адаптивната система за управление са проведени различни експерименти. Акцент при тях е преодоляването на двата проблема – запазване на устойчивост при промяна на положението на вентилите γ_1 и γ_2 и постигане на точни оценки при наличие на смущения в системата. *Номинални режими*. При експериментите са избирани два номинални режима

(табл.2) по отношение на коефициентите γ_1 и γ_2 : P_- , когато системата е минимално-фазова и P_+ , когато е неминимално-фазова. Това се вижда и от нулите на линейния модел.

	Табл.2
Ном	инални режими

Режим	% 1	¥2	z_1	z_2
<i>P_</i>	0.6	0.7	-0.03	-0.11
P_+	0.3	0.35	0.03	-0.01

Настройки на адаптивната система за управление. Реализацията на управляващите алгоритми е направена при линейно-квадратичен критерий J (8) със матрици Q и R дадени с (15). При синтеза на ПИФК за (12) и (13) са избрани статистически определени стойности на дисперсионните матрици V_w и V_n на белите шумове w и n (15). Матриците D_i и D_f в (10) са избрани опитно.

$$Q = \operatorname{diag}(15,15,20,20,5,5); V_{w} = \operatorname{diag}(58,7,1,1,1,1)10^{-4}; D_{i} = 1.1I_{4\times4}; V_{n} = \operatorname{diag}(600,600) V_{n} = \operatorname{diag}(1.18,1.09)10^{-8} D_{f} = 0.1I_{4\times4}$$
(15)

С цел по-бърза сходимост на рекурсивния алгоритъм (9) на всеки такт се изпълняват по пет стъпки от него.

На фиг.6 са дадени преходните процеси в системата при промяна на едното задание и при смущение в двата номинални режима. От графиките се вижда, че установяването при P_+ е съпроводено със колебания и в двете нива, но и при двата режима системата успешно следи заданията.



Фиг.6. h_1 (непр. линия) и h_2 (прек. линия) при промяна на заданието за P_- (а) и P_+ (б) и при смущение по състояние за режим P_- (в) и P_+ (г)



Фиг.7. Преходни процеси на h_1 , u_1 и γ_1 (непр. линия) и h_2 , u_2 и γ_2 (прек. линия) при промяна на γ_1 и γ_2

Проведени са експерименти при постъпване на неизмеримо изчезващо постоянно смущение във вид на изходящ дебит от R3 в размер на 50*cm*³/*s*. Системата и в двата режима отработва смущенията без грешка в установен режим.

Най-интересният и важен експеримент е този при промяна на γ_1 и γ_2 по време на работа така, че да изменят режима от P_- към P_+ . Резултатите са представени на фиг.7. Вентилите променят положението си скокообразно от единия режим в другия, а системата остава устойчива и успява да отработи тези смущения, про-явявайки адаптивните си качества

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е предложена адаптивна система в ПС с програмирано усилване, която е приложена върху известен тестов обект – система от четири свързани резервоара. Управлението се състои от LQR регулатор и оптимален стохастичен наблюдател – ПИФК с нестационарни матрици, които се адаптират към функционалните променливи и се изчисляват рекурсивно. Алгоритмите са реализирани в индустриален контролер. Създаден е НМІ за управление и визуализация на процесите. Обектът е симулиран в реално време чрез FPGA модул. Експериментите, показват решаването на основните задачи за управление: отработване на неизмерими смущения по състояние, следене на задание и на устойчивост при чувствителна промяна в динамиката на обекта. Показани са предимствата на ПИФК пред обикновения, както и на адаптивните регулатори пред тези с постоянни параметри

ЛИТЕРАТУРА

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

[2] Маджаров Н., (1993), *Стохастични Процеси в Системите за Управление*, Технически Университет, София, 1993

[3] Пулева Т., (2004), *Адаптивна Компенсация на Смущения по Активен Товар при Работа на Хидроагрегат в Локална Мрежа*, Годишник на ТУ-София, Том 54, книга 1, Издателство на ТУ-София, София, 2004

[4] Квакернаак Х., Сиван Р., (1977), Линейные Оптимальные Системы Управления, Мир, Москва, 1977

[5] Bas, O. Y., et al., (1999), *Design of Optimal Gains for the Proportional Integral Kalman Filter with Application to Single Practice Tracing*, Northeastern University, Boston, 1999

[6] Johansson K. H., et al., (1999), A. Horch, O. Wijk and A. Hansson, *Teaching Multivariable Control Using the Quadruple-Tank Process*, IEEE CDC, Phoenix, AZ, 1999

[7] Johansson K. H., (2000), *The Quadruple-Tank Process: A Multivariable Laboratory Process with an Adjustable Zero*, IEEE Trans. on Contr. Sys. Tech., Vol. 8, No. 3, pp. 456-465, 2000

[8] Johansson K. H., Nunes J, (1998), *A multivariable laboratory process with an adjustable zero*, In 17th American Control Conference, Philadelphia, PA, 1998

[9] Велев К., (1995), Адаптивни Системи, София, 1995

[10]Åström K., Wittenmark, B., (2008), *Adaptive control, Second Edition*, Dover Publications, New York, 2008

[11]Ruzhekov G., Slavov Ts., Puleva T., (2011), *Modeling and Implementation of Hydro Turbine Power Control based on Gain Scheduling Technique*, 16th Intelligent System Applications to Power Systems, Hersonisos, Crete, Greece, 2011

[12]Jung J., et al., (2008), *Robust Proportional-integral Kalman filter design using a convex optimization method*, Journal of Mechanical Science and Technology 22, pp. 879-886, 2008

[13]Siouris G., (1996), *An Engineering Approach to Optimal Control and Estimation Theory*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1996

[14]*RT-DAC/USB2 - User's Manual*, INTECO, 2010

[15] M238 Logic Controller Hardware Guide, Schneider Electric, 2010

Автор: Михаил Христов, маг. инж., катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *hristov@gmx.us*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Цоньо Славов


ВГРАДЕНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА НИВО НА ФЛУИД В РЕЗЕРВОАР

Веселин Кънчев, Цоньо Славов, Йордан Кралев

Абстракт: Задачата за управление на ниво на флуид в резервоар е често срещана в промишлените системи за управление. Най-често се среща в химическата и хранителна иднустрии. Целта на изследването е да представи вградена система за управление на ниво на водата във физически модел на резервоар. Нивото на флуида се регулира чрез промяна на скоростта на въртене напомпа с постоянно токов двигател. Алгоритмите за управление са вградени в микроконтролер STM 32F407 Discovery.

Ключови думи: Вградени системи, LQR, LQG, Оптимална филтрация, субоптимални управляващи устройства, H_{∞} регулатор.

EMBEDDED CONTROL OF WATER LEVEL IN TANK PHYSICAL MODEL

Veselin Kanchev, Tsonyo Slavov, Jordan Kralev

Abstract: The problem of fluid level control in a tank is widely known in various branches of industry. It is most common in the food and the chemical industry. The aim of this study is to present developed embedded system for water level control in a physical model of a tank. The water level is regulated by a pump, which changes the flow rate through the inlet valve. The control algorithm is embedded in STM 32F407 Discovery microcontroller, which generates a control signal via DAC. This voltage signal is used to control the pump rotational speed.

Keywords: Embedded systems, LQR, LQG, Optimal filtering, suboptimal controllers, H_{∞} controller.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В статията са представени резултатите за разработената вгреадена система за управление на нниво на флуид в резервоар. Управлението се осъществява от синтезираните линейно квадратичен регулатор, ПИ филтър на Калман, използван за линейно квадратичен Гаусов регулатор и H_{∞} регулатор. Те са използвани за управление на нивото на флуида в целия работен диапазон. Проектирането е извършено за дискретен модел на обекта за управление, получен чрез методите на идентификацията. Предимството на този подход е, че може да бъде намерен сравнително прост модел от нисък ред на обекта и шума. Филтърът на Калман съществено понижава нивата на шума, което оказва влияние върху управляващия сигнал, което е важно за правилната експлоатация на изпълнителния меха-

низъм. Идентификационната процедура и синтеза на регулаторите са извършени в средата на програмния пакет MATLAB®, версия - R2016 а. В разработката са показани симулационните и експерименталните резултати. Те потвърждават работоспособността на изградената система за управление в целия работен диапазон.

2. ОПИСАНИЕ НА ИЗГРАДЕНАТА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Описание на изградената система за управление е представено на фиг.1, където (1) е микроконтролер STM 32F407 Discovery[1] и (4) е физически модел на резервоар, произведен от Lucas Nuelle[2]. Управляващият сигнал е генериран от ЦАП на микроконтролера. Той генерира стойности в диапазона 0-3.3 V, докато диапазона на входния сигнал на помпата (3) е 0-10 V. Това налага проектиране и използване на усилвател (2), който усилва линейно управляващия сигнал до диапазона 0-10 V. Сигналът измерен от сензора за ниво също е в обхват 0-10 V, докато обхвата на АЦП на STM е 0-3.3 V. Това налага да се използва делител на напрежение (5), който да мащабира сигнала в обхват 0-3.3 V. Разрабтен е специализран софтуер, с помощта на който посредством USB комуникация в средата на Simulink в рално време се визуализират основните сигнали на системата за управление. Всички електронни устройства са захранени с общ източник на напрежение (6), с цел да се избегнат допълнителни смущения.



Фиг.1. Структурна схема на изградената система за управление

3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

За определяне на диапазона на изменение на входния сигнал е измеренастатичната характеристика на резервоара (фиг.2).При провеждане на идентификационния експеримент за входен сигнал е използван случаен двуичен сигнал със средна стойност $M_u = 7.75v$ и размах 2.25v. Той е генериран чрез генератор на случайни числа и релеен елемент, превключващ между максимална и минимална стойност, програмиран в средата на IAR Embedded Workbench на програмния език C.

За оценяването на моделите се използва метод на предсказаната грешка за модели в пространство на състоянията [3,4], който е реализиран във функцията *ssest*.



Фиг.2. Статична характеристика на обекта за управление

В резултат на оценяването е получен модел от вида

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + K\eta(k) \\ y(k) &= Cx(k) + \eta(k) \end{aligned}$$
(1)

където y(k) е регулируемата величина величина, u(k) е управляващият сигнал и $\eta(k)$ е бял гаусов шум. Получените за (1) матрици са със стойности:

$$A = 0.9932, B = 0.002125, K = 0.005922, C = 9.015$$
⁽²⁾

Проведена е валидация на модела (1). На фиг.3 е показан корелационен тест на остатъчната грешка, а на фиг.4 е показано сравнение между измерения изходен сигнал и изхода на модела. От проведените тестове се забелязва, че моделът достатъчно добре описва обекта за управление.



Фиг.3. Корелационен тест на остатъчната грешка



Фиг.4. Сравнение между изходните сигналите

4. СИНТЕЗ НА УПРАВЛЯВАЩИ УСТРОЙСТВА

Синтез на LQR управляващо устройство

Структурната схема на затворената с *LQR* регулатор система е показана на фиг.5. С цел по-добро отрботване на заданието е проектиран *LQR* регулатор с интегрлно действие. За целта описанието на обекта (1) се разширява с дискретен интегратор

$$x_i(k+1) = x_i(k) + T_s e(k) = x_i(k) + T_s(r(k) - y(k)),$$
(3)



Фиг.5. Структурна схема на система с *LQR* регулатор

където $x_i(k)$ е интеграл на грешката в системата e(k), $T_s = 0.5s$ е такт на дискретизация. r(k) е задание. След обединяване на уравнение (1) и уравнение (3) се получава описанието на разширената система

$$\overline{x}(k+1) = \overline{A}\overline{x}(k) + \overline{B}u(k) + \overline{G}r(k),$$

$$y(k) = \overline{C}\overline{x}(k),$$
(4)

където,

$$\overline{x}(k) = \begin{vmatrix} x(k) \\ x_i(k) \end{vmatrix}, \overline{A} = \begin{vmatrix} A & 0 \\ -T_s C & 1 \end{vmatrix}, \overline{B} = \begin{vmatrix} B \\ 0 \end{vmatrix}, \overline{C} = \begin{vmatrix} C & 0 \end{vmatrix}, \overline{G} = \begin{vmatrix} 0 \\ T_s \end{vmatrix}$$

Оптималният закон за управление се определя от

$$u(k) = -\overline{K}\overline{x}(k), \overline{K} = \begin{bmatrix} K_c & -K_i \end{bmatrix}$$
(5)

където *K_c* и *K_i* са коефициентите на регулатора минимизиращи квадратичен показател на качеството.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [x^{T}(k)Qx(k) + u^{T}(k)Ru(k)],$$
(6)

Матрицата на регулатора се получава от

$$\overline{K} = (R + \overline{B}^T P \overline{B}) \overline{B}^T P \overline{A}, \tag{7}$$

където Р е положително определено решение на уравнението на Рикати

$$A^{T}PA - P - A^{T}PB(R + B^{T}PB)^{-1}B^{T}PA + Q = 0,$$
(8)

Синтезът на LQR регулатора е извършен за $Q = \begin{vmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 5CC^T \end{vmatrix}$ и R = 0.1.

Синтез на LQG управляващо устройство

С цел намаляване на влиянието на шума върху управляващия сигнал към *LQR* регулатора се синтезира ПИ филтър на Калман [5]. Структурната схема на изградената затворена система е показана на фиг.6. Филтърът се синтезира по модела

$$x_{f}(k+1) = A_{f}x_{f}(k) + B_{f}u_{f}(k),$$

$$y(k) = C_{f}x_{f}(k) + D_{f}u_{f}(k),$$
(9)

където

$$A_{f} = \begin{bmatrix} A & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B_{f} = \begin{bmatrix} B & K & 0 \\ 0 & 0 & k_{v} \end{bmatrix}, C_{f} = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}, D_{f} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$
$$x_{f} = \begin{bmatrix} x \\ x_{v} \end{bmatrix}, \overline{u} = \begin{bmatrix} u \\ \eta \\ v \end{bmatrix}, \qquad (10)$$

v(k).е бял гаусов шум с единична дисперсия, k_v е параметър на модела на неопределеността, чиято стойност се определя експериментално. За синтеза на филтъра на Калман е използвана функцията *kalman*.



Фиг.6. Структурна схема на система с *LQG* регулатор

Синтез на Н∞ регулатор

Структурната схема на затворената система с $H\infty$ регулатор е показана на фиг.7, за която $W_u, W_P, W_{P_{int}}$ са претеглените изходи в системата. Проектираният регулатор е с 2 степени на свобода за постигане на по-добро качество по отношение на отработване на заданието и смущенията в целия работен диапазон [6]. За подобряване на точността в установен режим в регулатора е добавен интеграл от грешката в системата $err(k) = r(k) - y_m(k)$. Регулаторът се проектира като дискретен с такт на дискретизация $T_s = 0.5$, т.к. ще бъде вграждан в микроконтролера. Нека

$$y_c = [y_m \quad err_{\rm int}]^T \tag{11}$$

е изходен вектор на обратната връзка, където $y_m = y + d$ е измереният изход и

$$err_{int} = W_{int}(r - y_m),$$

$$W_{int} = \frac{Ts}{1 - z^{-1}},$$
(12)

е дискретна предавателна функция на интеграла на грешката, а K_p е предавателната матрица на регулатора, представена във вида

$$\boldsymbol{K}_{p} = [\boldsymbol{K}_{r} \quad \boldsymbol{K}_{yc}], \tag{13}$$

където *K*_r е предавателна матрица на префилтъра в регуалтора и

$$K_{yc} = \begin{bmatrix} K_y & K_{\text{int}} \end{bmatrix}, \tag{14}$$

е предавателна матрица на обратната връзка по отношение на *y_m* и *err_{int}*. Управляващите въздействия са получени чрез

$$u = K \begin{bmatrix} r \\ y_c \end{bmatrix} = K_r r + K_y y_m + K_{int} err_{int}, \qquad (15)$$



Фиг.7. Структурна схема на затворената с $H\infty$ регулатор система

Може да се покаже, че претеглените изходи в системата удовлетворяват уравнението

$$\begin{bmatrix} e_{p} \\ e_{\text{int}} \\ e_{u} \end{bmatrix} = T_{cl} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix}, Tcl = \begin{bmatrix} W_{p}S_{1} & W_{p}(1+S_{2}) \\ W_{p_{\text{int}}}W_{\text{int}}(1-S_{1}) & -W_{p_{\text{int}}}W_{\text{int}}(1+S_{2}) \\ W_{u}(K_{r}+K_{\text{int}}W_{\text{int}})(1+S_{1}) & W_{u}(K_{y}+K_{\text{int}}W_{\text{int}})(1+S_{2}) \end{bmatrix}$$
(16)

където

$$S_{1} = \frac{G(K_{r} + K_{int}W_{int})}{1 + G(K_{int}W_{int} - K_{y})}, S_{2} = \frac{G(K_{y} - K_{int}W_{int})}{1 + G(K_{int}W_{int} - K_{y})}.$$
(17)

Задачата е да се намери стабилизиращ субоптимален H^{∞} регулатор за който [7] $\|T_{cl}\|_{\infty} < \gamma$ (18)

където T_{cl} е предавателната матрица от входовете r и d към изходите e_p, e_{int} и e_u и $\gamma > \gamma_{min}$, $\gamma_{min} = \min_{K_{stabilize}} ||T_{cl}||_{\infty}$. Предавателните матрици $W_u, W_P, W_{P_{int}}$ отразяват изискванията за качество на системата в различните честотни диапазони. Определянето на стабилизиращ регулатор K_p за който $\gamma \leq 1$ означава, че изискванията за качество, определени от $W_u, W_P, W_{P_{int}}$ са изпълнени.

Извършен е анализ на качеството на системите за управление с прокетираните регулатори в честотната и времевата области. На фиг.8-фиг.10 са показани чувствителността на управляващите сигнали по отношение на шумовете, допълнителната и изходните чувствителности на системите за управление. От фиг.8 се вижда, че шума в модела ще се усили значително от *LQR* регулатора, което би довело до значително по амплитуда управление и до бързо износване на помпата.

Забелязва се, че системата с H_{∞} регулаторът е най-нечувствителна към високочестотни шумове. *LQG* регулаторът с PI филтър на Калман също потиска добре високочестотния шум благодарение на филтъра на Калман.



Фиг.8. Чувствителности на управлението по отношение на шумовете в модела





Фиг.9. Допълнителна чувствителност на сравнените затворени системи.

Фиг.10. Изходна чувствителност на затворените системи

Честотните ленти на трите затворени системи са приблизително еднакви, поради което и преходните процеси ще са близки по бързодействие. Потискането на товарните смущения също е почти едно и също за трите системи.

На фиг.11- фиг.14 са показани времевите характеристики в системите за управление.



Фиг.11. Изходен сигнал

Фиг.12. Изходен сигнал



Фиг.13. Управляващ сигнал

Фиг.14. Управляващ сигнал

Преходният процес за системата с LQG регулатор е малко по-бърз от този за системата с H_{∞} регулатор. И за двете системи процесите са без пререгулиране, което е от съществено значение при управление на нивото на флуид в резервоар с отичане. Управляващият сигнал за системата с H_{∞} регулатор е по-гладък от този за системата с LQG регулатор, което е в съответствие с резултатите показани на фиг.8.

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Проведени са редица експерименти с разработената вградена система за управление на ниво на флуид в резервоар. Представени са някои от тях и е направено сравнение между симулационните и експерименталните резултати, получени с всеки един от регулаторите. Във всички експерименти системата за управление осигурява следене на заданието в целия работен диапазон. То се изменя съгласно

$$\begin{aligned}
4V, 0 \le t \le 500 \\
6V, 500 \le t \le 1000 \\
r(t) = & 8V, 1000 \le t \le 1500 \\
4V, 1500 \le t \le 2000 \\
6V, 2000 \le t \le 2500
\end{aligned} \tag{19}$$





Фиг.15. Сравнение на изходите



Фиг.16. Сравнение на управляващите сигнали

Вижда се, че регулаторът работи като идеално реле, което е в резултат на усиването на шума. Това може да доведе до бърза аморитзация на изпълбителния механизъм. На фиг.17 и фиг.18 са показани изходния сигнал, неговата оценка и управляващия сигнал, получени от експеримента със системата с *LQG* регулатор с PI филтър на Калман.



Фиг.17. Изход и оценен изход

Фиг.18. Управляващ сигнал

На фиг.19 и фиг.20 са показани изходния и управляващия сигнал, получени от експеримента и симулацията със системата с H_{∞} регулатор.







Фиг.20. Управляващите сигнали

Вижда се, че системите с LQG и H_{∞} регулаторите имат сходно качество Управляващите сигнали са допустими. Оценката на изходния сигнал за системата с LQG регулатора е с малка дисперсия и е неизместена. Това е в резултат на използването на ПИ филтър на Калман.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представена разработената вградена система за управление на ниво на флуид в резервоар. Разработени са LQG и H_{∞} регулаторите, които са вградени в микроконтролер STM 32F407. Експерименталните резултати показват работоспособността на системата за управление в целия работен диапазон при наличие на значителен по мощност шум в изходния сигнал. Настоящата разработка показва, че успешно могат да бъдат вграждани и реализрани сравнително сложни закони за управление в нсикостойностни микроконтролери.

ЛИТЕРАТУРА

[1] http://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f4discovery.html

[2] https://www.lucas-nuelle.com/3431/apg/9149/Products/Process-and-Chemical-Engineering.htm

[3] Е. Гарипов. Идентификация на системи. ТУ-София, 1997.

[4] Ljung L. *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 2nd edition, 1999. ISBN 978-0136566953

[5] Bas, O. Y., et al., (1999), *Design of Optimal Gains for the Proportional Integral Kalman Filter with Application to Single Practice Tracing*, Northeastern University, Boston, 1999..

[6] П. Петков, М. Константинов. *Робастни системи за управление. Анализ и синтез с Matlab*. Техника 2002.

Автори: Веселин Кънчев, докторант, 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*, Йордан Кралев, гл.ас. д-р, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *jkralev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: чл.кор. проф. дтн Петко Петков



МОДЕЛИРАНЕ СКОРОСТТА НА КОАГУЛАЦИЯ НА КРАВЕ МЛЯКО ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА ЕНЗИМИ С РАЗЛИЧНА КОНЦЕНТРАЦИЯ

Йордан Карачевиев

Резюме: Анализирана е възможността за моделиране на измервателния процес на биосензор за изследване на показателите, характеризиращи коагулационната способност на млякото, във връзка с постигане на възможности за преодоляване технологични слабости при измерване и постигане на еквивалентна точност при всички показатели. Целта на настоящото изследване е да се установи възможността за моделиране на скоростта на коагулация на краве мляко, посредством използване на ензими с различна концентрация. Скоростта на коагулация се установи при 420 сборни проби краве мляко. Изследвани бяха 5 ензима с по 4 концентрации всеки и една контролна група със стандартен, препоръчан от производителя химозин. Анализите бяха направени посредством биосензор - механичния лактодинамометър (Polo Trade - Computerize Renneting Meter). Анализът на резултатите беше извършен посредством статистическия пакет SYSTAT. Установени са достоверни разлики във варирането на скоростта на коагулация при използване на различни видове химозин и контролната група.

Ключови думи: скорост на коагулация, сензор, химозин, краве мляко

MODELING TIME OF COAGULATION ON COWS MILK BY USING EFFECTS OF DIFFERENT CONCENTRATION OF ENZYMES

Yordan Karacheviev

Abstract: The possibility of modeling the biosensor measuring process for analyzing the parameters characterizing the coagulation ability of milk is analyzed in connection with the achievement of possibilities for overcoming technological weaknesses in the measurement and achievement of equal accuracy in all indicators.

The aim of this study is to determine the possibility of modeling the cow's milk coagulation rate by using enzymes of different concentration. The coagulation rate was found in 420 assayed cows' milk samples. Four enzymes were tested with 4 concentrations each and one control group with standard chimosin recommended by the manufacturer. The analyzes were made using a Polo Trade - Computerize Renneting Meter biosensor. The analysis of the results was carried out using the SYSTAT statistical package. Significant differences in the rate of coagulation rate using different types of chymosin and the control group were found.

Key words: coagulation time, sensor, chymozin, cows milk.

1. УВОД

Коагулационната способност на млякото намира все по - голямо внимание в научните среди и индустрията, главно защото относителния дял на млякото, което се преработва в сирене нараства. Има няколко научни труда, които потвръждават важността на коагулационната способност на млякото, за рандемана и качеството на сиренето [1, 2, 3, 4, 10, 15, 23].

Коагулационната способност на млякото е в доказана връзка с качеството и рандемана на сиренето [8,16, 17, 20]. Условията за производство на сирене, като типа и концентрацията на ензима, температурата на инкубиране, както и отделните компоненти в състава на млякото, влияят върху коагулационната способност на млякото [21, 16]. По този начин, всеки фактор, който влияе върху качествения състав на млякото влияе също и на коагулационната му способност [3,18,19].

Когато к-казеин се хидролизира, казеиновите мицели стават нестабилни и податливи на утаяване от калция. Събирането или свиването на казеиновите мицели се случва по време на не-ензимната фаза [12,20,22]. Времето за коагулация (RCT) е точката, в която казеиновите мицели са образували коагулум достатъчен, за да се види. Времето за стягане на коагулума (k_{20}) е мярка за това колко бързо коагулата се стяга, след като коагулацията е започнала. Идеалният вариант за преработвателите на мляко е да се намали (RCT) и да се увеличи (k_{20}), тъй като и двата параметъра влияят върху технологичното време за преработка на млякото за сирене.

Проучванията за използването на механичния лактодинамограф, за генериране на референтни данни за MIRS калибрацията [11], продължават.

Редица автори дискутират проблемните страни на механичния лактодинамограф [6,7,9,14], както и произтичащи от него негативни относно точността ефекти [5,7,13,14].

Очевидное, че колкото по-дълго е времето за коагулация, толкова по-кратко време ще има за стягане на коагулума и твърдостта на коагулума ще бъде по-ниска.

В нашата страна не са извършвани изследвания на проблемите, свързани с измерването на коагулационната способност на краве мляко с биосензор - механичен лактодинамометър.

Целта на настоящото изследване е да се установи възможността за моделиране на скоростта на коагулация на краве мляко, посредством използване на ензими с различна концентрация.

2. МЕТОДОЛОГИИ И МОДЕЛИ

Скоростта на коагулация се установи при 420 сборни проби краве мляко. Изследвани бяха 5 ензима с по 4 концентрации всеки и една контролна група със стандартен, препоръчан от производителя химозин. Анализите бяха направени посредством биосензор - механичния лактодинамометър (Polo Trade - Computerize Renneting Meter). Тази техника на измерване представлява мониториране на поведението на вискозитета на млечни проби, поставени в постоянна температура и в процес на коагулиране, предизвикано от добавен стандартен ензим. Промените във вискозитета се измерва, посредством вибриращи махала, потопени в коагулиращото мляко. Апаратът трансформира промените в съпротивлението на движението на махалата в следствие на образуването на коагулума в графично изображение, посредством компютърна система.

Коагулационната способност на млякото се определя от три параметъра:

- Време за коагулиране на мялкото /RCT/
- Време за стягане на коагулума / k₂₀/
- Твърдост на коагулума / а₃₀/



Анализът на резултатите е извършен посредством статистическия пакет SYSTAT.

3. ОБЩИ СТАТИСТИЧЕСКИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ИЗСЛЕДВАНИТЕ ПАРАМЕТРИ

Общите статистически характеристики са представени на табл.1.

Установените средни стойности са по-ниски от контролната група (17,6585), при която е използван ензим, препоръчван от производителя на апарата. Установените стойности са в границите от 4,486 min за MAXIREN XDS/ 0.25 ML до 13.252 min при FROMASE 750 / 0,08 ML. Като изключим по-високите стойности при FROMASE 750 / 0.08 и 0,13 ML, MAXIREN PREM P/0.22 ML и всички стойности на MAXIREN 180, които са по-високи от 10 min, останалите се движат в по-тесни граници между 4.30 и 7.95 min с изключение на MAXIREN PREM P/0.27 ML, който има стойности близки до 10 min.

Най-високи стандартни отклонения са установени при ниските дози на FROMASE 750 / 0.08 и 013 ML и MAXIREN 600 (2,8026, 2,1168 и , 2,1362, съответно) . Най-ниско е стандартното отклонение при MAXIREN XDS/ 0.2 ML (0,6170). При повечето експериментални групи стойностите са близки до 1, като изключение правят групите с MAXIREN 600 /0,1, (1,6325), MAXIREN XDS/ 0.1 и 0.15 ML, (1,5751 и 1,3589 съответно).

Най-висок е установения варианс при групата FROMASE 750 / 0,08 ML (7,855). Останалите стойности са групирани около 4.21 – 4.56 при четири от опитните

групи, 1.56 – 2.66 при седем от групите и останалите са с близки около единица стойности.

Таблица 1.

Средни	стойности	И	вариране	на	RCT
- F - 7 1			··· F ··· ··		-

ЕНЗИМИ ENZIMES	RCT – СРЕДНИ Means	RCT - N	RCT – CT. OTK Std.Dev.	RCT – ВАРИАНС Variance	RCT – CT.ГРЕШ KA Std.Err.	RCT – МИНИ- МУМ Minimum	RCT – MAК- СИМУМ Maximum
STANDART	17,658***	20	0,9782	0,9569	0,2187	15,21	18,55
MAXIREN 600/0,1	6,593a	20	1,6325	2,6653	0,3650	1,53	9,46
MAXIREN 600/ 0.15 ML	5,565a	20	2,1362	4,5634	0,4776	0,52	9,3
MAXIREN 600/ 0.20 ML	6,162a	20	0,9847	0,9696	0,2201	5,11	9,15
MAXIREN 600/ 0.25 ML	4,307b	20	1,0629	1,1298	0,2376	3,24	7,28
FROMASE 750 / 0,08 ML	13,252d	20	2,8026	7,8550	0,6266	11,17	22,59
FROMASE 750 / 0,13 ML	12,159d	20	2,1168	4,4810	0,4733	8,6	19,1
FROMASE 750 / 0,18 ML	6,676a	20	1,2500	1,5626	0,2795	5,11	10,47
FROMASE 750 / 0,23 ML	5,221ab	20	0,7066	0,4993	0,1580	4,25	7,28
MAHIREN XDS/ 0.1ML	6,975a	20	1,5751	2,4810	0,3522	4,25	10,16
MAXIREN XDS/ 0.15ML	6,478a	20	1,3589	1,8468	0,3038	3,24	7,59
MAXIREN XDS/ 0.2 ML	6,092a	20	0,6170	0,3806	0,1379	5,26	7,28
MAXIREN XDS/ 0.25 ML	4,486b	20	0,9720	0,9448	0,2173	1,53	5,42
MAXIREN PREM P/0.22 ML	10,0725c	20	1,0808	1,1683	0,2416	8,45	12,48
MAXIREN PREM P/0.27 ML	9,483c	20	1,4923	2,2271	0,3336	7,59	14,2
MAXIREN PREM P/0.30 ML	7,957a	20	1,0702	1,1453	0,2393	6,58	11,17
MAXIREN PREM P/0.35 ML	7,262a	20	1,2262	1,5036	0,2741	5,57	10,01
MAXIREN 180 /0.37 ML	13,139d	20	1,6169	2,6146	0,3615	10,01	16,52
MAXIREN 180 /0.40 ML	12,449d	20	2,0817	4,3338	0,4655	8,29	16,37
MAXIREN 180 /0.45 ML	11,736c	20	2,0538	4,2184	0,4592	8,45	17,23
MAXIREN 180 /0.50 ML	10,580c	20	1,3714	1,8807	0,3066	8,45	14,2
All Grps	8,776	420	3,7847	14,3241	0,184675	0,52	22,59

Стандартните грешки са ниски и се движат в тесни граници между 0,1580 и 0,4776, като най-висока стойност е установена при FROMASE 750 / 0,08 ML (0,6266).

Установените в това изследване резултати относно достоверните разлики между контролната и някои от опитните групи са обнадеждаващи според нас.

Достоверни са разликите и с висока скорост на коагулация са установени при опитната група с MAXIREN 600/ 0.25 ML (4,307 min) и махием XDs/ 0.25 ML (4,486 min), близки до тези стойности са установените и при FROMASE 750 / 0,23 ML (5,221 min). При останалите групи с достоверни разлики установените стойности за скорост на коагулация са значително по-ниски от контролната, но повисоки от коментираните по-горе MAXIREN PREM P/0.22 и 0.27 ML съответно (10,0725 и 9,483 min), всички опитни групи при MAXIREN 180 с диапазон на скорост на коагулиране между 10,580 и 13,139 min.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получените резултати определено подкрепят първоначалната ни хипотеза за установяване на възможности на моделиране оценката на останалите показатели, характеризаращи коагулационната способност на млякото. Един от проблемите на използвания метод, е че не всичкото мляко коагулира в рамките на 30 минути и то се счита като некоагулирало [9,14]. Този проблем е с голямо значение, когато се изследват млека с по-бавна коагулация, от гледна точка на статистическия анализ на измерваните проби [6,7].

Друг важен проблем е, че параметърът k_{20} не може да бъде оценен при проби с дълго време на коагулация, при които стягането на коагулама не позволява постигането на интервал на трептене в рамките на 20 mm за 30 минути. Този показател е важен за полезността на измерване на когулационната способност на млякото. Наред с това k_{20} в тези случай се характеризира с по – ниска повторяемост и възпроизводимост, отколко времето за коагулация, което води до изключване на оценките на k_{20} , въпреки практическото значение на този показател, който се счита за показател за оптимален момент на нарязване на сиренината. Не на последно място параметърът A_{30} е силно зависим от времето за коагулация, както фенотипно така и генетично [5,7,13,14].

Установените от нас стойности ние разглеждаме като основа за изследване влиянието на този показател върху останалите и постигане на възможности за подобряване на резултатите от измерването.

Установени са достоверни разлики във варирането на скоростта на коагулация при използване на различни видове химозин и контролната група.

Установено е достоверно високо ускорение на коагулацията на млякото при използването на ензимите MAXIREN 600, XDS, PREM и FROMASE 750 (при повисоки концентрации: 0.18 - 0.28 ml) – от 4.307 до 6.97 min.

Умерено е ускорението получено при използването на ензимите FROMASE 750 (при по-ниски концентрации: 0.08 - 0.13 ml) и MAXIREN 180.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Йорданова, Д., Т. Ангелова, Г. Калайджиев, В. Карабашев, Ст. Лалева, Н. Облаков, М. Касандро, Й. Фенерова, Ж. Кръстанов, 2012. Фенотипна вариабилност на индивидуалната коагулационната способност на мляко при крави от породата Холщайн в България. Животновъдни науки, 6, 63-68.
- [2] Йорданова, Д., 2015. Възможности за използване на индивидуалната коагулационна способност на млякото като селекционен признак при крави от породата Холщайн в България. Автореферат на дисертация за присъждане на образователна и научна степен "Доктор".
- [3] Aleandri, R., J.C.Schneider, L.G. Buttazzoni, 1989. Evaluation of milk for cheese production based on milk characteristics and Formagraph measures. J. Dairy Sci. 72, 1967±1975.
- [4] Bynum, D.G., N.F. Olson, 1982. Infuence of curd Firmness at cutting on Cheddar cheese yield and recovery of milk constituents. J. Dairy Sci. 65, 2281±2290.
- [5] Cassandro, M., A. Comin, M. Ojala, R. Dal Zotto, M. De Marchi, L. Gallo, P. Carnier and G. Bittante, 2008. Genetic parameters of Milk Coagulation Properties and Their Relationships with Milk Yield and Quality Traits in Italian Holstein Cows. J. Dairy Sci., 91.
- [6] Cecchinato A. and P. Carnier, 2011. Short communication: statistical models for the analysis of coagulation traits using coagulating and noncoagulating milk information. J Dairy Sci. 2011 Aug;94(8):4214-9. doi: 10.3168/jds.2010-3911.

- [7] Cecchinato, A., M. Penasa, M. De Marchi, L. Gallo, G. Bittante, and P. Carnier, 2011. Genetic parameters of coagulation properties, milk yield, quality, and acidity estimated using coagulating and noncoagulating milk information in Brown Swiss and Holstein-Friesian cows. J. Dairy Sci. 2011; 94: 4205–4213.
- [8] Clark, S. and JW. Sherbon, 2000. Alphas1-casein, milk composition and coagulation properties of goat milk. Small Ruminant Research, 38, 123-134.
- [9] De Marchi, M., R. Dal Zotto, M. Cassandro, G. Bittante, 2007. Milk coagulation ability of five dairy cattle breeds. Journal of Dairy Science, 90:3986–3992.
- [10] De Marchi, M., G. Bittante., R. Dal Zotto, C. Dalvit, M. Cassandro, 2008. Effect of Holstein Friesian and Brown Swiss Breeds on Quality of Milk and Cheese. Journal of Dairy Researc/ 91/2/4092-4102/.
- [11] De Marchi, M., C. Fagan, C. O'Donnell., A. Cecchinato, R. Dal Zotto, M. Cassandro, M. Penasa, and G. Bittante, 2009. Prediction of coagulation properties, titratable acidity, and pH of bovine milk using mid-infrared spectroscopy. Journal of. Dairy Science. 92:423–432.
- [12] Garnot, P., N.F.Olson, 1982. Use of oscillatory deformation technique to determine clotting times and rigidities of milk clotted with different concentrations of rennet. J. Food Sci. 47, 1912±1915.
- [13] Ikonen, T., A. Morri, A.-M. Tyrisevä, O. Ruottinen and M. Ojala, 2004. Genetic and phenotypic correlations between milk coagulation properties, milk production traits, somatic cell count, casein content and pH of milk. J. Dairy Sci. 87:458–467.
- [14] Ikonen, T., K. Ahlfors, R. Kempe, M. Ojala and O. Ruottinen, 1999. Genetic parameters for the milk coagulation properties and prevalence of noncoagulating milk in Finnish dairy cows. J. Dairy Sci. 82:205–214.
- [15] Martin, P., F.Addeo, 1996. Genetic polymorphism of casein in the milk of goats and sheep. In: Proc. of the IDF/Greek National Committee of IDF/CIRVAL Seminar on Production and Utilization of Ewe and Goat Milk, Crete, Greece, pp. 45±58.
- [16] Okigbo, L. M., G. H. Richardson, R. J. Brown, and C. A. Ernstrom, 1985b. Coagulation properties of abnormal and normal milk from individual cow quarters. J. Dairy Sci. 68:1893–1896.
- [17] Ostersen, S., J. Foldager & J. E. Hermansen, 1997. Effects of stage of lactation, milk protein genotype and body condition at calving on protein composition and renneting properties of bovine milk. Journal of Dairy Research 64, 207 219.
- [18] Politis, I., and K. F. Ng- Kwai Hang. 1988. Effects of somatic cell counts and milk composition on the coagulating properties of milk. J. Dairy Sci. 71:1740–1746.
- [19] Storry J. E, A.S. Grandison, D. Millard, A. J. Owen and G. D. Ford, 1983. Chemical composition and coagulating properties of renneted milks from different breeds and species of ruminant. Journal of Dairy Research, 50, 215-229.
- [20] Storry J. E. and G. D. Ford, 1982a. Development of coagulum in renneted milk a two-phase process. Journal of Dairy Research, 49, 343-346.
- [21] Storry J. E. and G. D. Ford, 1982b. Some factors affecting the post clotting development of coagulum strength in renneted milk. Journal of Dairy Research, 49, 469-477.
- [22] Walstra, P., R. Jenness, H.T. Badings, 1984. Dairy Chemistry and Physics. Wiley, New York, 467 pp.
- [23] Wedholm, A., B. Larsen, H. Lindmark Mansson, A. H., Karlsson, A. Andres, 2006. Effect of protein composition on the Cheese – Making properties of milk from individual Dairy Cows. Journal of dairy science, 89 /9/, 3296-3305

Автор: Йордан Карачевиев, маг. инж. докторант, кат. Автоматизация на непрекъснатите производство", Факултат Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *karachiviev@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Станислав Енев



НЕЗАВИСИМ СИНТЕЗ НА ПИД РЕГУЛАТОР ЗА ТРИМЕРЕН ОБЕКТ

Божидар Раков

Резюме: Голяма част от индустриалните системи имат многомерен характер. Често такива обекти се управляват с многоконтурни ПИД регулатори, по децентрализирана схема на управление. В настоящата работа е показан сравнително прост инженерен подход за автоматична настройка при минимална информация за обекта на управление.

Ключови думи: Многомерни системи за управление, ПИД, Независим синтез.

INDEPENDENT DESIGN OF PID CONTROL FOR THREE DIMENSIONAL OBJECT

Bozhidar Rakov

Abstract: Most of the industrial systems are multivariable by nature. Often this kind of systems are controlled by multiloop PID controllers in a decentralized scheme. The current work shows reasonably simple engineering approach for auto-tuning with minimal information about the process.

Keywords: Multivariable control systems, PID, Independent design.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Въпреки големия изследователски интерес и развитие на по-мощни методи, ПИД регулаторът все още е предпочитан в индустриалните системи. Това се дължи основно на простата структура, малкия брой параметри за настройка, което го прави лесен при практическа реализация. Освен това голяма част от известните методи за синтез на ПИД са базирани на прости модели, което е полезно в случай на невъзможност за провеждане на сериозна идентификационна процедура, поради технически или икономически причини.

Основен проблем при управлението на многомерни системи е влиянието между отделните контури. Поява на промяна в задание, наличие на шум, смущение, промяна на параметри в контур i се отразява на всички останали контури, а те формират обратна реакция към i-тия контур поради наличието на обратни връзки. Третирането на този проблем е от основно значение за успешното прилагане на ПИД закон за управление на многомерни системи. В литературата са известни различни подходи – пълно динамично декуплиране, декуплиране за конкретен честотен диапазон или статично декуплиране [1], ефективен отворен контур [2], *sequential loop closing, detuning* и други. Настоящата работа се базира на независим синтез.

2. НЕЗАВИСИМ СИНТЕЗ

Същността на независимия синтез се изразява в настройка на *n* на брой независими управляващи устройства при наличие на някакви ограничения, наложени от връзките между отделните контури на обекта [3]. При този подход възникват два основни проблема. Колкото 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. В настоящата работа е предложен подход, който да осигури лесна настройка, устойчивост и задоволително качество на затворената система при минимална информация.

Нека обектът за управление се описва с предавателна матрица (1) където m е броят входове, а r е броят изходи. За реализация на децентрализирано управление е необходимо предавателната матрица да е квадратна т.е. m=r.

$$G(s) = \begin{vmatrix} G_{11}(s) & \dots & G_{1m}(s) \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{r1}(s) & \dots & G_{rm}(s) \end{vmatrix}$$
(1)

При известна предавателна матрица в установен режим се предлага корекция на обекта по следния начин [4] (2).

$$G_{sh}(s) = G(s).D , \qquad (2)$$

където D е постоянна числова матрица, която се намира от (3). Съществуването на D зависи от възможността за обръщане на матрицата G(0). Обръщането на матрица е трудна операция, особено ако елементите представляват предавателни функции. В уравнение (3) става въпрос за числова матрица.

$$D = G^{-1}(0). (3)$$

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 цялостното влияние в многомерния обект, което от своя страна означава, че предавателната матрица на коригирания обект придобива диагонално-доминираща форма и по-специално единична матрица в статичен режим. В допълнение не е необходимо да се прави анализ и избор на входно-изходни двойки, което е задължителна първа стъпка при многоконтурно управление.

Ако се приеме, че след направената корекция влиянието на контурите е слабо, би било удобно за целите на независимия синтез, многомерната система да се разглежда като n на брой едномерни системи с наличие на адитивна неопределеност (4).

Трябва да се отбележи, че $G_a^i(s)$ не е реална неопределеност в пълния смисъл на думата, но този начин на трактовка на задачата значително улеснява синтеза на независими управляващи устройства при наложени ограничения от взаимните връзки. За всеки модел $G_n^i(s)$ може да се синтезира ПИД регулатор, който осигурява устойчивост и конкретен запас при наличие на адитивна неопределеност. Един лесен подход е осигуряване на конкретна стойност на максимума на фун-

кцията на чувствителност S, който е пряко свързан със запасите по модул и фаза. Реципрочната стойност на max/S/ е най-малкото разстояние до точката на Найкуист.

$$G_{p}^{i}(s) = G_{n}^{i}(s) + G_{a}^{i}(s)$$

$$G_{n}^{i}(s) = G_{sh}^{ii}(s)$$

$$G_{a}^{i}(s) = \sum_{i=1, j=1}^{r,m} G_{sh}^{ij}(s), i \neq j$$
(4)



Фиг.1. Фазово-честотна характеристика

Вторият метод на Астрьом и Хаглунд представлява един такъв подход. За да се осигури запас по устойчивост за номиналния модел $G_n^i(s)$ при наличие на адитивна неопределеност $G_a^i(s)$ е необходимо експериментът в затворен контур с реле да се извърши по следната схема, фиг.2.



Фиг.2. Схема за автоматична настройка

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. При тази схема на автоматична настройка се търси ПИД регулатор, който да гарантира, че ходографът на контура $G_p^i(s)$ не обхваща точката на Найкуист.

Погледнато от друга гледна точка, номиналният модел $G_n^i(s)$ е устойчив при наличието на адитивна неопределеност $G_a^i(s)$. Още веднъж трябва да се отбележи, че тази трактовка на задачата има смисъл само ако влиянието между контурите е малко.

В настоящата работа се приема, че това изискване е изпълнено с помощта на извършената корекция (2).

3. ПРИМЕР

Нека е зададен следният обект за управление (5). Предполага се, че динамиката на обекта не е известна, налична е само предавателната матрица в статичен режим (6).

$$G(s) = \begin{vmatrix} \frac{1}{6s^2 + 17s + 1} & \frac{-9}{s^2 + 4s + 1} & \frac{13}{3s^2 + 35s + 1} \\ \frac{-5}{2s^2 + 19s + 1} & \frac{8}{s^2 + 33s + 1} & \frac{7}{s^2 + 3s + 1} \\ \frac{-16}{s^2 + 5s + 1} & \frac{3}{s^2 + 14s + 1} & \frac{1}{3s^2 + 25s + 1} \end{vmatrix}.$$
(5)
$$G = \begin{vmatrix} 1 & -9 & 13 \\ -5 & 8 & 7 \end{vmatrix}.$$
(6)

На фиг.3 са показани преходни процеси при стъпално въздействие, приложено поотделно на всеки вход. Влиянието между отделните канали е силно, наблюдават се процеси с отрицателен коефициент на пропорционалност. Обектът може да се разглежда като ректификационна колона с процеси на нагряване и охлаждане.

3

1

-16





Като първа стъпка се извършва корекция в статиката, използвайки (3). Матри-

цата (6) е от пълен ранг следователно съществува нейната обратна (7).

$$D = \begin{bmatrix} -0.0054 & 0.0198 & -0.069 \\ -0.0442 & 0.0864 & -0.0298 \\ 0.0467 & 0.0583 & -0.0153 \end{bmatrix}.$$
 (7)

Преходните процеси на коригирания обект са показани на фиг.4.



Фиг.4. Преходни процеси на коригирания обект

Взаимните връзки значително са намалели. Липсва връзка в статичен режим. Предавателната матрица на коригирания обект придобива диагонално-доминираща форма. Нека многомерната задача се разгледа като 3 едномерни. Големината на пренебрегнатата динамика се оценява с модел с мултипликативна неопределеност, защото е по-информативна от адитивната, като не се забравя че двата типа неопределености са математически еквивалентни.

Неопределеността по първи вход има големи стойности, което ще доведе до консервативни резултати след синтеза, дори е възможно и лошо качество на процесите. Стойностите по втори и трети вход са допустими.

Извършва се автоматична настройка на три ПИД регулатора по втория метод на Астрьом-Хаглунд [5] по схемата показана на фиг.2. Допълнително се поставя филтър (8) на изхода на всеки регулатор [6]. Това прави управляващите устройства строго правилни, осигурява шумоустойчивост и по-голям наклон на амплитудно-честотната характеристика на отворения контур във високочестотния диапазон. Получените параметри са дадени в табл.1.



Фиг.5. Мултипликативна неопределеност по първи вход



Фиг.6. Мултипликативна неопределеност по втори вход



Фиг.7. Мултипликативна неопределеност по трети вход

$$F_{i}(s) = \frac{1}{\left(T_{fi}s + 1\right)^{2}}.$$
(8)

Таблица 1

Времеконстантата на филтъра е избрана 20 пъти по-малка от времеконстантата на диференциране за всеки ПИД.

			Параметр	и на ПИД р	егулатори
	b	K_p	T_i	T_d	T_{f}
ПИДІ	0.2648	5.8619	15.8555	3.9968	0.1998
ПИД2	0.264	6.2688	1.5344	0.3869	0.0193
ПИДЗ	0.2624	7.1457	1.555	0.3924	0.0196

Честотните характеристики на сингулярните числа на функциите на чувствителност на една многомерна система дават поглед върху качеството на затворената система. На фиг.8, фиг.9 и фиг.10 са показани функцията на допълнителна чувствителност T, функцията на чувствителност S и функцията на чувствителност на входа на обекта KS.



Фиг.8. Функция на допълнителна чувствителност

Фиг.9. Функция на чувствителност



Фиг.10. Функция на чувствителност на входа на обекта KS

Впечатление прави големият пик на функцията на чувствителност *S*. Това показва, че съществува честотен диапазон в който качеството на процеса на грешката и на процесите по смущение силно се влошава. Интересен резултат се наблюдава на фиг.10. Функцията на чувствителност *KS* дава оценка на енергията за управление. Може да се види, че затворената система за управление ще се характеризира с малки управляващи сигнали в широк честотен диапазон. Малките управляващи сигнали от своя страна биха довели до слабо влияние между отделните контури на управление.

Освен с честотни характеристики качеството на процесите в затворената система се изследват във времевата област. Подават се стъпални въздействия с амплитуда 1 последователно на всеки вход през 100 секунди. Реакциите на изходите, както и техните управляващи сигнали са показани на фигури от 11 до 16.

Преходните процеси по втори и трети вход се характеризират с голямо бързодействие и добро отработване на процесите възникнали от взаимните връзки между контурите. Качеството на процесите в първия контур е по-консервативно особено при отработване на процеси възникнали от връзката му с втория контур. Този резултат не е изненада на фона на фиг.4 и фиг.5. Все пак, имайки се предвид минималната информация и лесната процедура за синтез може да се приеме, че качеството е задоволително. Интересно е да се провери работата на затворената система при наличие на реална (реална се има предвид в смисъла на съществуваща, а не като противоположност на комплексна неопределеност) неопределеност, а не изкуствено приетата на етапа на синтез под формата на взаимни връзки. За целта обектът за управление се представя като модел с неструктурирана входна неопределеност с големина 20%. Извършени са 50 симулации, резултатите са показани на фигури от 17 до 22.



Фиг.11. Управляващ сигнал по първи вход



Фиг.13 Управляващ сигнал по втори вход



Фиг.15. Управляващ сигнал по трети вход



Фиг.12. Преходен процес на първи изход



Фиг.14 Преходен процес на втори изход



Фиг.16. Преходен процес на трети из-ход



Фиг.17. Управляващ сигнал с неопределеност – първи вход



Фиг.19. Управляващ сигнал с неопределеност – втори вход



Фиг.21. Управляващ сигнал с неопределеност – трети вход

Не се наблюдава значително влошаване на процесите в затворената система. Разбира се това не означава, че затворената система притежава робастно качество. Трябва да се има предвид и възможността за извършване на нова настройка на трите ПИД регулатора при значителна промяна на параметрите. Да не се забравя и необходимостта от познаване на предавателната матрица в установен режим и възможността за намиране на нейната обратна.



Фиг.18. Преходен процес с неопределеност – първи изход



Фиг.20. Преходен процес с неопределеност – втори изход



Фиг.22. Преходен процес с неопределеност – трети изход

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата работа бе показан сравнително прост инженерен подход за синтезиране на ПИД управляващо устройство при многомерна система. Процедурата бе разделена на две стъпки. На първия етап се извършва корекция на обекта в статичен режим, като е необходимо познание за предавателната матрица в установен режим. След извършване на корекцията се предполага, че влиянието между отделните контури е слабо. Извършва се независим синтез на три ПИД регулатора за едномерни системи при наличие на адитивна неопределеност под формата на влияние между контурите. Бяха показани честотни характеристики на сингулярните числа на функциите на чувствителност, преходни процеси на затворената система дори и при наличие на неопределеност в обекта. В конкретния случай този подход дава добри резултати, при минимална информация за обекта на управление.

Не трябва да се забравя, че този подход към задачата е възможен само ако влиянието между контурите е малко, в противен случай преходните процеси се характеризират с консервативно качество, какъвто бе случаят по първия вход на управление в изложения пример. Освен това адитивната неопределеност под формата на динамика от кръстосаните връзки е функция от управляващите сигнали в съседните контури.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2017 г.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Multivariable Feedback Control: Analysis and Design 2nd Edition – *Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite,* Wiley & Sons 2001

[2] Effective Open-loop Transfer Function method for design of multi-loop PI/PID controller for interacting multivariable processes – A. Harsha Ragini, K. Rajesh, B. Hari Krishna

[3] Robust Performance of Decentralized Control Systems by Independent Designs – *Sigurd Skogestad, Manfred Morari*, Automatica Vol. 25, ctp. 119-125, 1989

[4] Advanced PID Control – *Karl J. Astrom, Tore Hagglund,* The Instrumentation, Systems and Automation Society 2006

[5] PID Controllers: Theory, Design and Tuning 2nd Edition - *Karl J. Astrom, Tore Hagglund*, Instrument Society of America 1995

[6] Practical PID Control – Antonio Visioli, Springer 2006

Автор: Божидар Раков, маг. инж. докторант, кат. "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *brakov@tusofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Цоньо Славов



ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ "МНОГОСВЪРЗАН ОБЕКТ"

Георги Ружеков, Божидар Раков

Резюме: Лабораторният стенд "Система за управление на многосвързан обект" се състои се от две части – термичен обект и система за управление. Термичният обект представлява 4 термично свързани модула (три с нагревател и един с вентилатор за охлаждане), който представлява многосвързан обект – 4 входа и 4 изхода. Обекти с подобни характеристики са разпространени в индустрията.

Ключови думи: Лабораторен стенд, Програмируем логически контролер, Многомерен ПИД регулатор, SCADA.

EXPERIMENTAL CONTROL SYSTEM FOR LABORATORY BENCH "MULTI INPUT AND MULTI OUTPUT (MIMO) CONTROL SYSTEM"

Georgi Ruzhekov, Bozhidar Rakov

Abstract: The laboratory bench "Multi Input and Multi Output (MIMO) Control System" consists of two parts – a thermal object and a control system. The thermal object consists of 4 thermally connected modules (three with a heater and one with a cooler), which is a MIMO object - 4 inputs and 4 outputs. Objects with similar characteristics are spread in the industry.

Key words: Laboratory bench, Programmable logic controller, Multi-dimensional *PID*, SCADA.

1. УВОД

Натрупаният опит от разработване и поддържане на реални индустриални системи, както и изготвена литературна справка показват, че многомерното ПИД управление не е достатъчно разработено, публикуват се симулационни резултати без отчитане на особеностите на реалните приложения, липсват практически примери и реализации.

В индустрията има много многоконтурни обекти, в които има съществено влияние между отделните контури. Във всички проучени 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. Постигат се настройки при които се получава задоволително качество на процесите, което е достатъчно за много от случаите. ПИД управлението се предпочита в индустрията по следните съображения:

- Малко параметри за настройка.
- Параметрите имат физически смисъл, лесно разбираеми.
- Съществуват инженерни методи, които лесно се прилагат.
- В голяма част от случаите регулаторите имат вградена функция за самонастройка.
- ПИД регулаторите могат да работят и при нелинейни обекти.
- Параметрите на инсталациите се променят много, тъй като те работят в много различни режими и с различни суровини. В тези случаи пренастройката на регулаторите се извършва от операторите на база на натрупан опит.

Алтернативният подход е многомерно управление. При него трябва да бъдат настроени много параметри, които нямат интуитивна връзка с параметрите на системата. Необходима е сложна система за автоматична настройка, като в голяма част от случаите не може да бъде приложена на практика, поради физически ограничения. При многомерното управление се предполага, че обектът е линеен, което невинаги е изпълнено.

2. СТРУКТУРА НА СИСТЕМАТА

Състои от две отделни части – термичен обект и табло за управление. Термичният обект се състои от 4 модула, на всеки от които е монтиран термосензор (Pt100), на три от тях са монтирани нагреватели и на четвъртия – вентилатор. Четирите модула са термично свързани (фиг.1), 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 (ПЛК) Simatic S7-1500 – CPU 1511C, блок електронни преобразуватели за измерване на температура, силови модули за управление на нагревателите и охладителя и захранващи блокове. Има останали свободни входове и изходи, което позволява разширение на възможностите на лабораторния стенд.

Скоростта на въртене на вентилатора се задава с коефициента на запълване на сигнал с честота 25 kHz, който се генерира от контролера. Вентилаторът генерира импулсен сигнал, пропорционален на скоростта на въртене, което дава възможност за измерването ѝ. Управлението на трите нагреватели се осъществява с електронни релета (Solid State Relay, SSR) SSR1 – нагревател 1 и SSR2 – нагреватели 2 и 3. Тези електронни релета се включват при преход през 0 (zero crossing), поради което минималното време на включване е 10 ms. (при захранване 50 Hz). За управлението на мощността се използва Широчинно-Импулсна Модулация (ШИМ, Pulse With Modulation - PWM) като е избран период $T_{PWM} = 1 s.$ В този случай коефициентът на запълване $K_{PWM} = [0 \div 100], \%$, т.е. за управление на мощността на нагревателя се използват 100 дискретни стойности. За измерване на температурата на всеки един от модулите се използват термосензори тип Pt100, и преобразуватели Pt100 – 4 - 20mA при температура 0 – 100 °С. Входните аналогови канали на СРU са настроени в диапазон 4 – 20mA. На фиг.2 е показана снимка на системата – таблото за управление и температурния обект.



Фиг.1. Термичен обект -схематично изображение от SCADA системата



Фиг.2. Снимка на системата - табло за управление и термичен обект

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.
- ПИД регулатор и блок за автоматична настройка на параметрите.
- Система за запис на експериментални данни и експорт към МАТLAВ.
- ОРС 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.

Разработени са и програми в среда на МАТLAВ за идентификация на модела на системата на база стъпално въздействие и псевдо-случайна двоична последователност. На фиг.3 е показан контролният панел за типови сигнали – стъпални въздействия или псевдо-случаен двоичен сигнал, а на фиг.4 – за запис на данни от експериментите.



Фиг.3. Контролен панел за типови сигнали

LOGGING				
File name	Log10_120_1			
Logging time 10, s	Rem. time 5, s			
Record time 7340, s	Points 734			
START RECORD	STOP RECORD			

Фиг.4. Контролен панел за запис на данни от експерименти

На фиг.5 е показан елемент от SCADA системата самостоятелно управление на два термични елемента.



Фиг.5. Самостоятелно управление на термични елементи

На фиг.6 е показан елемент от SCADA системата за двумерно управление с използване на декуплиращи филтри.



Фиг.6. Двумерно управление с използване на декуплиращи филтри

4. ИДЕНТИФИКАЦИЯ

От гледна точка на автоматиката обектът може да се разглежда като система за управление с четири входа и четири изхода. Използвайки матричен запис може да се запише (1).

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} & G_{14} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} & G_{24} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} & G_{34} \\ G_{41} & G_{42} & G_{43} & G_{44} \end{bmatrix},$$
(1)

където G(s) представлява предавателната матрица на обекта, а G_{ij} са предавателните функции, описващи входни изходните връзки между изход *i* и вход *j*. За пълно описание на многомерния обект е необходимо познаване на всяка една предавателна функция G_{ij} . Една възможност е моделиране по аналитичен път, с използване на физични закони, описващи процесите. Друга възможност е моделиране на базата на идентификация. Съществуват различни подходи за идентификация. В конкретния случай се използва оптимизационна процедура по непараметричен модел на обекта за намиране на три или четири параметрични модели, като се търси съвпадение във времевата област, на базата на следния показател (2)

$$J(\Theta) = \int_{0}^{T} e^{2}(t) dt , \qquad (2)$$

където θ е вектор с параметрите на търсения модел, e(t) представлява разликата между реалния изход y(t) и изхода на настройваемия модел $y_m(t)$. Термичните обекти се характеризират с апериодично поведение и самоустановяване. Това оправдава използването на апроксимации от типа (3), (4) и (5) съответно за модели от III-ри ред без и със чисто закъснение и за модел от III-ти ред.

$$G_m(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$
(3)

$$G_m(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-Ls},$$
(4)

$$G_m(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)},$$
(5)

където k, T_i, L са коефициент на пропорционалност, времеконстанта и чисто закъснение. За оценяване на получените резултати се използва съвпадение между реалния изход и реакцията на модела при едностъпално входно въздействие. За получаване на количествена оценка се използва следния показател (6).

$$J = \frac{\|y(t) - y_m(t)\|_2}{\|y(t)\|_2},$$
(6)

където $\| \cdot \|_2$ представлява норма на сигнал. Нормата на сигнал се свързва с неговата "големина". Използването на този критерий е наложен от факта, че е налична реакцията на реалния изход единствено под формата на сигнал във времевата област. Числителят на показателя (6) може да се третира като абсолютна грешка от апроксимация, а (6) като относителна грешка.

За провеждането на идентификационната процедура първо е необходимо събиране на входно-изходни данни за всеки един контур. Последователно на всеки вход се подава единичен стъпаловиден сигнал, като се записват изходните реакции на обекта. След приключване на експеримента се разполага с 16 комплекта входно-изходни данни, на тяхна база се търсят 16 предавателни функции от вида (3), (4) и (5). Идентификацията се извършва в средата на MATLAB. Резултатът от изпълнението води до предавателна функция на избраната апроксимация, пресметнат показател (6) и графично сравнение между реакциите на реалния изход и неговия модел.

Извършен е и експеримент с управление на два от нагревателите с псевдо-случайни сигнали. Използван е методът на подпространството (*Subspace method*), описан подробно в [1]. Сигналите са получени от програмно реализиран в среда на TIA Portal генератор на псевдо-случайни двоични сигнали на базата на схемата на Фибоначи, като линейна обратна връзка с преместващи регистри (фиг.7).



Фиг.7. Принцип на изграждане на генератор на псевдо-случайни двоични сигнали

5. РЕЗУЛТАТИ

За всяка входно-изходна двойка е намерена предавателна функция от вида (4) и (5). На фиг.8 са показани някои резултатите от извършените експерименти и получените апроксимации с модел от втори ред.



Фиг.8. Апроксимация на предавателните функции по канал 1

На фиг.9 са показани някои резултатите от извършените експерименти и получените апроксимации с модел от втори ред с чисто закъснение. На фиг.10 са показани някои резултатите от извършените експерименти и получените апроксимации с модел от трети ред.





Фиг.9. Апроксимация на предавателните функции по канал 1



Фиг.10. Апроксимация от трети ред

На фиг.11 и фиг.12 са показани автокорелационна и корелационна функции на извадки, получени от генератора на псевдо-случайна двоична последователност, от които се вижда, че те са генерирани коректно.



Sample Cross Correlation Function 0.06 0.04 nple Cross Correlation 0.02 -0.02 -0.0 -0.06 -0.08 0 Lag

извадка

Фиг.11. Автокорелационна функция на Фиг.12. Корелационна функция между две различни извадки

На фиг.13 са показани резултати от проведена идентификационна процедура с псевдо-случайни сигнали по два от входовете на обекта. Изследванията в тази област са в начална фаза.



Фиг.13. Корелационни функции на остатъците

На фиг.14 е показано сравнение между данните и получения модел, а на фиг.15 преходна функция на получения модел с доверителен интервал 99%.



Фиг.14. Сравнение между данните и получения модел



Фиг.15. Преходна функция на получения модел с доверителен интервал 99%

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- 1. Създаден е лабораторен стенд, който включва многосвързан термичен обект, състоящ се от 4 свързани термични модули и система за управление, с която се измерва температурата на всеки от модулите и се управлява мощността на нагревателите и скоростта на вентилатора.
- 2. Термичните модули могат да се конфигурират по различен начин, което осигурява различна динамика на обекта и позволява гъвкавост при реализацията на различни стратегии на управление.
- 3. Разработени са ел. схеми, доставени са необходимите компоненти, разработено е необходимото програмно осигуряване за управление на термичния обект в отворен контур.
- 4. Разработено е програмно осигуряване за генериране на псевдо-случаен сигнал и е доказана коректната му работа.
- 5. Разработен е софтуер за запис и визуализация на данни от проведен експеримент. Записът се извършва в текстов файл, който е удобен за последваща обработка и използване на данните. За последваща обработка основно се използва МАТLAB и са разработени програмни системи за предварителна обработка на данните.
- 6. Разработена е програмна система за идентификация с модел от втори ред без и със чисто закъснение и от трети ред. Направени са сравнения между данните от експеримента и получените модели. Резултатите показват много добро съвпадение на експериментални и теоретични резултати, като тези с модел от втори ред с чисто закъснение дават малко по-добро приближение, а моделите от трети ред са по-удобни при синтез на регулатори.
- 7. Разработена е програмна система за идентификация с използване на псевдослучайни сигнали.

- 8. Разработен е модул за ПИД регулатор и процедура за автоматична настройка на параметрите.
- 9. Разработена е комуникация на SCADA системата с Matlab на база ОРС сървър

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2017 г.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] System identification: Theory for The User 2nd Edition *Lennart Ljung*, Prentice Hall, 1999
- [2] PID Controllers: Theory, Design and Tuning 2nd Edition *Karl J. Astrom, Tore Hagglund*, Instrument Society of America 1995
- [3] Practical PID Control Antonio Visioli, Springer 2006

Автори: Георги Ружеков, доц. д-р катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *g_ruzhekov@tusofia.bg*; Божидар Раков, маг. инж. докторант, катедра "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *brakov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Теофана Пулева
НОВА КОНЦЕПТУАЛНА ВЕРСИЯ НА СПЕЦИАЛИЗИРАН МОБИЛЕН РОБОТ ЗА ПРИНУДИТЕЛНО ПРЕМЕСТВАНЕ НА АВТОМОБИЛИ

Никола Ценов Иван Аврамов Георги Александров

Резюме: Резюме: Докладът е посветен на нова концептуална версия на специализиран високо маневрен мобилен робот, подходящи за принудително повдигане и преместване на автомобили, при обслужване на паркинги и гаражи с ограничени работни пространства. Новата концептуална версия представя идейноконструктивни решения с иновативно съдържание на регулируема четири колесна "омни-мобилна" роботизирана платформа, която е снабдена с един пневматично - повдигащ манипулатор.

Ключови думи: роботика, робот, роботизирана система, специализиран мобилен робот, маневреност, автомобил, мехатроника, мехатронно концептуално проектиране.

NEW CONCEPTUAL VERSION OF SPECIALIZED MOBILE ROBOT FOR THE FORCED RELOCATION OF AUTOMOBILES

Nikola Cenov Ivan Avramov Georgi Aleksandrov

Abstract: A new conceptual version of a specialized high-maneuver mobile robot, suitable for forcibly lifting and moving cars in car parks and garages with limited workspaces is carried out in the report. The new conceptual version introduces conceptual design solutions with the innovative content of an adjustable four-wheel "omni-mobile robotic platform" which is equipped with a pneumatic lifting handle manipulator.

Key words: robotics, robot, robotic system, specialized mobile robot, maneuver automobile, mechatronics, mechatronic conceptual design.

1. АКТУАЛНОСТ И КРАТЪК ОБЗОР

Създаването и внедряването на специализирани високо маневрени мобилни роботи, вкл. и мобилно-манипулационни, предназначени за принудително повдигане и преместване на автомобили, е несъмнено актуална задача, и то не само за съвременната роботика. В последните години са актуални практически инженерни разработки и внедрявания на подобни специализирани мобилни роботи и на цели специализирани роботизирани системи, действащи в условията на открити и/или покрити паркинги и гаражи, намиращи се в типична градска среда, където не винаги е възможно, използуването на общоизвестни конвенционални помощни средства, като напр. платформи с лебедки, "паяци", "двуколки" и др. Споменатите по-горе конвенционални помощни средства, по принцип не са достатъчно маневрени, мобилни и надеждни в реализацията на специфични операции по повдигане и пренасяне на неправилно паркирани автомобили, и то при изисквания за отговорно, точно и безопасно изпълнение на тези задачи, в условията на силно ограниченото операционно пространство на съществуващата градска среда [8], [9]. Нашите проучвания показват, че подобни иновативни разработки, свързани със създаване на специализирани роботизирани системи за принудително преместване на автомобили, не са били разработвани и представяни в България.

В рамките на някои действащи или завършени проекти, финансирани със средства по програми на ЕС, има постигнати много добри резултати, като например тези, отразени в публикацията [7] и още други, не цитирани в доклада. По наше мнение, актуалността и необходимостта от разработване и внедряване на иновативни помощни технически средства за обслужване на паркинги и гаражи, в частност, на модерни концепции за създаване и внедряване на специализирани високо маневрени мобилни роботи за принудително повдигане и преместване на автомобилите от градските паркинги и гаражи, са неоспорими аргументи, които допълнително мотивираха работния колектив, за да представи настоящия доклад.

2. ПРЕДИСТОРИЯ, ЦЕЛ И ЗАДАЧИ

Като предистория, отбелязваме, че преди около две години, работният колектив представи пред форума на Международната научна конференция "АВТОМА-ТИКА 2016" и съответно публикува в сборниците с доклади от конференцията, една «първа концептуална версия» за изграждане на специализиран мобилен робот, предназначен за принудително повдигане и преместване на леки автомобили [1]. В рамките на някои идеи, съдържащи се частично в «старата» и частично, в «новата» концептуални версии, бяха разработени и успешно защитени във ФА - кат. АЕЗ – ТУ - София, от маг. инж. Г. Александров (съавтор на сегашния ни доклад), една бакалавърска и една магистърска дипломни работи [2]. Настоящият доклад накратко представя реалистична и модерна концептуална версия (наричана в доклада «втора концептуална версия»), свързана отново със задачата за създаване и евентуално по-късно внедряване на специфичен клас «специализирани роботи», носещи «съставното заглавие» «специализирани високо маневрени мобилни роботи» [5]. За краткост, често в доклада ще използваме краткото наименование «специализирана роботизирана система». Особеностите на разглеждания клас специализирани мобилни роботи, предопределят проектанския процес като специфична интегративна задача от сферата на мехатронното инженерство и автоматиката, която е подходяща за прилагане в проектните процедури и алгоритми на подходите и методите на съвременната мехатроника и автоматика, като тук се включват още подходите и методите на съвременната интелектна роботика [3] [4]. Това е характерно както за първата концептуална проектна фаза, така и за следващата същинска експериментално-прототипна проектна фаза [1],[2],[3],[6]. Двете проектни фази са мехатронно предопределени, и също така, те са модулно обособени [3],[6].

женерно систематизирано мехатронно представяне на основните идейно-конструктивни схеми с иновативно съдържание и с приложност, подпомагащи създаването на конкуриращи се нови инженерни концепции. Наличието на подобни инженерни концепции, са навярно полезни, главно при решаване на иновативни задачи от предпроектната фаза на разработване и внедряване за разглеждания клас специализирани мобилни роботи. Чрез представяне и сравняване на "старата" и "новата" идейни концепции, се поставя и частично се решава основната задача на доклада: генериране на ограничено множество от концептуални идеи, включващи иновативни инженерно-конструктивни схеми, вкл. сравняване на новите и старите концептуални идеи и схеми и насочването им към реализацията им в същинската проектна фаза.

3. СТРУКТУРИРАНЕ И СИСТЕМАТИЗИРАНЕ НА ОСНОВНИТЕ ЗАДАЧИ

Както отбелязахме по-горе, решаването на целевата задача е предмет на фазата "идейно-концептуалното проектиране". В този смисъл, първоначално ще дефинираме една последователност от необходими действия, без да конкретизираме конкретно начините и средствата за тяхното изпълнение, като например: оптималния брой и тип на използваните роботи, методите и средствата за тяхното задвижване, управление на системата и комуникациите с човека-оператор.

Поради сложността и първоначалната неопределеност на задачата, следва нейното условно разделяне на отделни пред проектни етапи, като в първо приближение, целевата задача може да се базира и структурира върху следните необходими инженерни изисквания:

- Поради предпоставката за съществуването на неподредена операционна среда в откритите градски паркинги, притежаваща и редица ограничения от геометричен тип, *проектната специализирана роботизирана система*, повдигаща и преместваща неподредени и произволно паркирани автомобили, независимо от броя на нейните компоненти, би трябвало да може успешно да се позиционира, първоначално под пространството, ограничено от носещата рама на основните типове автомобили и гладкия под на паркингите, чрез извършване на *краен брой работни маневри*, вкл. и по-сложни, напр. от "омнитип".
- Поради високата отговорност и значимост на операцията по повдигане и преместване на автомобилите, позиционирането на специализираната роботизирана система в ограничената операционна среда, е уместно да се реализира чрез средствата на *близко дистанционното телеуправление, с помощта на обучен човек-оператор*, имащ визуален контакт и евентуално, контрол, с операционната среда, вкл. и чрез използването на *неподвижни или подвижни видеокамери*, ако това се налага;
- Специализираната мобилна роботизирана система, може да се състои от един, от два, или в краен случай, от четири еднотипни модули (специализирани високо маневрени мобилни роботи), които от гледна точка на управлението на системата, моделират типична високо интегрирана техническа среда;

- Принципно погледнато, повдигането на един паркиран автомобил може да се осъществи безпроблемно чрез едновременното повдигане на четирите му колела (често срещан случай), или още чрез повдигане на носещата му рама, или в краен случай, чрез повдигане на пода на автомобила, като последния случай, би трябвало да се избягва. Всяка друга "технология за повдигане", ползваща и някои други опорни зони, например купето, напр. захванато отгоре, или странично, носи сериозен риск от механични повреди. Това най-вероятно, би довело до правни претенции от страна на собственика на автомобила;
- При проектирането на специализираната роботизирана система, следва да се отчетат разликите в размерите, теглата и просветите на различните марки автомобили. Базирани и на наши допълнителни проучвания, може да се препоръчат следните приблизителни размери на операционната среда, характерни за класа на леките автомобили: напр. височина не повече от 12 см и хоризонтални размери, в условията на използване само на един мобилен робот е не повече от 100х80 см., а при използване на повече от един мобилен робот, хоризонталните размери следва да се модифицират. Що се отнася до по-тежките класове автомобили, горните препоръки следва да се завишат поне с около 20 %, но това подлежи на допълнително проучване;
- Приемаме за целесъобразно, използването на високо маневрени мобилни роботи от "колесен тип", като за целите на преместването на роботите в ограничени пространства с гладки подове, могат да се ползуват два типа колела: цилиндрични активни (задвижващи) и цилиндрични пасивни (носещи). От друга страна, опита ни показва че, използването на цилиндрични колела от т. нар. "омни тип", позволяват сравнително лесно да се постигнат три независими и управляеми степени на свобода на носещата платформа на мобилния робот и затова, този тип съвременни колела, вкл. и техните модификации, се оказват засега като най-подходящи, използвани като пасивни и като активни;
- Приема се на този етап (което отговаря и на реалността в градски условия), че подът на повечето от градските паркинги е "абсолютно твърд" и е "относително равен", или е с "пренебрежими неравности", които не генерират съществени съпротивителни сили и моменти;
- Захващането и повдигането на премествания автомобил, а също така и същинското преместване, би следвало да се реализират с относително малка скорост, за да се избегне пораждането на нежелани смущаващи инерционни сили и моменти. За надежден репер на планираното принудително преместване на автомобила, може да се приеме всяка гладка крива, която се описва от масовия център на автомобила в неподвижното пространство, като едновременно с това, може да се планира и реализира подходящо леко завъртане на автомобила, което става основно по вертикалната му ос и е почти колинеарно на направлението на вектора на силата на теглото;

4. КРАТКО ПРЕДСТАВЯНЕ НА "НОВАТА КОНЦЕПЦИЯ" И НЯКОИ СРАВНЕНИЯ СЪС "СТАРАТА КОНЦЕПЦИЯ"

В *сравнителен и дискусионен план*, по-долу са представени накратко двете идейно-схемни концепции – «*новата*» и «*старата*», чрез които могат да се реализират основните инженерни задачи, формулирани по-горе.

4.1. БРОЙ И РАЗПОЛОЖЕНИЕ НА МОБИЛНИТЕ МОДУЛИ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНИЯ МОБИЛЕН РОБОТ

Принципно погледнато, за решаване на поставените по-горе основни задачи, е уместно да се предложи използуването както на *eduh, на dвa, или daже на чеmupu edhomunhu мобилни колесни робота.* При използването на *четири робота*, всеки един от тях, ще се позиционира, захваща и повдига само към една от наличните четири колела на *манипулационния обект* (дефиниран като *«неправилно паркиран автомобил»*). Терминът *«неправилно паркиран автомобил»*, може да означава например, че паркираният автомобил е завъртян на ъгъл, по-голям от една допустима величина, определена в рамките на маркирана правоъгълна клетка за паркиране в полагащото се работно парково пространство. За *неправилно паркиран автомобил* може да се приеме още и такъв автомобил, който е силно приближен до друг съседен на него автомобил.

Например, в проекта «AVERT" [7], за подобни задачи са използвани *четири броя еднотипни роботизирани мобилни модула*, което осигурява някои предимства. Във всички случаи, се опростява тяхната модулна конструкция, но същевременно, като цяло се усложнява концепцията и реализацията на *координираното им траекторно управление*. В този случай, габаритните размери и съответно, товароносимостта на отделните мобилни роботи, като цяло се намаляват, вкл. и заради необходимостта от осигуряване на захранването им с електроенергия, осъществявано чрез преносими от роботите акумулаторни батерии.

Съгласно «старата концептуална версия», развита подробно в [1], се лансира идеята за използуване само на един високо мобилен робот - тип "равнинна високо мобилна платформа". Платформата на мобилния робот при старата концептуална версия, представлява "кухо паралелопипедно тяло с постоянни размери", съобразени с размерите на обслужваното под-автомобилно пространство. Мобилната платформа пренася четири броя структурно симетрични и размерно идентични манипулатори, неподвижно монтирани в четирите й ъгъла. Тези манипулатори са предназначени за първоначално и поединично позиционно фиксиране и последващо захващане на всяко едно от четирите колела на автомобила и последващо паралелно повдигане на автомобила чрез едновременното механично действие на четирите манипулатора, подпомогнати в силовата им функция от четири подходящо избрани пневматични цилиндри.

Съгласно «новата концептуална версия», който е основен обект на настоящия доклад, се лансира отново идеята за използуване само на един високо мобилен робот - тип "равнинна мобилна платформа, снабден с 4 броя двигателни "омни колела".



Фиг.1. «*Новата концептуална версия*» на специализиран мобилен робот - основна идея (*лявата схема* – позициониран мобилен робот под рамата на автомобила; *дясната схема* - мобилният робот е повдигнал автомобила).

В "новата концептуална версия", платформата на специализирания мобилен робот не е "едномодулна", както е при "старата концептуална версия", а тя се състои от два еднотипни и симетрично разположени колесни модула, представляващи кухи паралелопипедни твърдотелни тела с постоянни размери, като всеки един модул има по две срещуположно разположени "омни-колела" (вж. фиг.2).

Както е видно от фиг.2 А, Б, двата модула се свързват в обща, размерно регулируема по ширина, четири "омни - колесна" платформа. Като надеждна връзка се използва "*шарнирно – лостов равнинен механизъм*" с *една кинематична степен на свобода*. Този *кинематично свързващ механизъм*, предлага възможност, само чрез един допълнителен двигател, куплиран към *предавателен винтов механизъм*, да стане възможно да се прави текущо "работно настройване по ширина", за съставния двумодулен мобилен робот.

При тази настройка, се запазва още и *относителната ориентация на двата двуколесни мобилни модула*, т.е. двата мобилни модула остават успоредно разположени (вж. фиг. 2 – А и Б). Регулируемата промяна на широчината на мобилния робот, води и до променя на основното габаритно разстояние между двата *структурно и размерно идентични и паралелно разположени в две успоредни равнини, манипулационни повдигащи шарнирно-лостови механизми*. Тези механизми са предназначени за плавно повдигане на горната платформа, при условията на задължително запазване на нейната хоризонтална ориентация, т.е. запазване на нейната хоризонталнаст и успоредност, спрямо долната неподвижна и винаги хоризонтална платформа.

Това възможно регулиране по ширината на мобилния робот, води до изравняване на *основния линеен широчинен размер*, определен с разстоянието между *двата успоредни манипулационни повдигащи механизми*, с ширината, определена с разстоянието между *двете странични греди от носещата рама на автомобила*.

Някои от нашите по-общи съображения, относно новия концептуален избор на специализирания мобилен робот, са представени по-долу:



2.А. / Компактна (начална) конфигурация на платформата.



2.Б. / Разгъната (работна) конфигурация на платформата. **Фиг.2.** Поглед отгоре на платформата от специализирания мобилен робот (съгласно "новата концептуална версия").

- Използването само на един високо мобилен робот, макар и съставен от два отделни двуколесни модула, предполага централизирано автономно (акумулаторно) захранване с електричество и (евентуално), със сгъстен въздух, което принципно е по-лесно за реализация и за поддръжка, сравнено с версията за едновременно – синхронно във времето захранване на два или на четири отделни мобилни модула - мобилни робота;
- Управлението на един, макар и конструктивно по-сложен мобилен робот, е значително по-проста задача, в сравнение с груповото синхронизирано във времето и пространството управление на четирите мобилни еднотипни

робота, имащи сумарно по-голям брой степени на свобода, респективно, по-голям брой синхронно работещи електрически и/или пневматични двигатели.



Фиг.3. Поглед отгоре за разположението на основните технически системи върху общата платформа на двумодулния четириколесен специализиран мобилен робот.

Колелата на специализираната мобилна платформа, са избрани да са тип "*Mecanum*–2", позволяващи, *по-голяма товароносимост и по-висока маневреност* при извършване на *страничното маневриращо "омни" движение*. Като обобщение, задвижването на четирите броя "омни колела" на мобилния робот, може да се реализира чрез четири отделни "*актуатори*" (напр. позиционно управляеми DC мотори, тип "мотор–редуктори") и един допълнителен "*актуатор*", осигуряващ задвижването на регулиращия механизъм.

4.2. НЯКОИ ОСОБЕНОСТИ НА МАНИПУЛАЦИОННИТЕ СИСТЕМИ ЗА ПОВДИГАНЕ И ЗАХВАЩАНЕ НА АВТОМОБИЛИТЕ

Съгласно старата концептуална версия, изпълнителните механизми на четирите манипулационни системи, представляват малки платформи със С-образна форма, упрени на пода на паркинга, посредством три колела. Подробности за особеностите на четирите манипулационни системи, съгласно старата концептуална версия, са представени достатъчно подробно в [1].

Съгласно новата концептуална версия, двата паралелно разположени манипулационни шарнирно–лостови позициониращи механизми, заедно с долната неподвижна платформа и горната подвижна платформа, притежават две устойчиви състояния: състояние А, еквивалентно на долна сгъната конфигурация на механизмите и състояние Б, еквивалентно на горна разгъната конфигурация на механизмите, което е видно от фиг.4.



Фиг.4. А. Страничен поглед към един от двата паралелно разположени манипулационни шарнирно - лостови механизми, позициониращи и повдигащи горната платформа.



Фиг.4. Б. Общ поглед на повдигаща пневматична възглавница (*снимка в ляво*) и на захранваща 3 литрова бутилка за компресиран въздух (*снимката в дясно*).

Паралелното движение и повдигането на горната платформа, до позицията на докосване на рамата на автомобила и последващата силова част при повдигането на платформата, заедно с автомобила, в новата концепция се извършва с помощта на четири броя повдигащи въздушни възглавници (вж. Фиг.4 А, 4 Б), което според авторите на доклада, представлява нов иновативен елемент в тази нова концепция.

Могат да се ползват различни видове повдигащи възглавници, като например, такива от серия 161, които са изработени от силикон (NR-изопренов каучук и SBR-стирен-бутадиенов каучук), подсилен с нишки Kevlar.

Съществуват някои възможности за последователно подреждане на възглавниците една над друга, с което ще може да се реализира по-висок силов повдигащ ефект, ако това се налага.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработката представя и обобщава опита и някои окуражаващи начални резултати на екип от кат AE3 - Факултет Автоматика – Технически университет – София, за проучване и разработване на нови и актуални специализирани роботизирани системи, подходящи за принудително преместване на автомобили при обслужване на паркинги и гаражи с ограничени работни пространства. Намерили са място и отделни по-важни и по-интересни резултати, произтичащи от систематизираните експлоатационни изисквания и генерираните авторски идейно - конструктивни решения с иновативно съдържание, които навярно ще подпомогнат създаването на съвкупност от конкуриращи се съвременни инженерни концепции за развитие и внедряване на този нов и крайно интересен за практиката клас специализирани роботизирани системи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Аврамов И., Ценов Н., Спиров Л., *Роботизирани системи за принудително преместване на леки автомобили*, Международна конференция "Автоматика 2016", ФА, 03-05-юни, 2016, Созопол, България, Годишник на ТУ-София, том 66, кн.2, 2016, ISSN 1311-0829, стр. 81-90.

[2] Александров Г., Функционално и техническо усъвършенстване на четири колесен мобилно-манипулационен робот (подобрена версия: учебно-експериментален прототип с "омни" мобилност"), магистърска дипломна работа с р-л-- доц. д-р И. Аврамов, успешно защитена в кат. АЕЗ – ФА - ТУ - София, 2017.

[3] Konstantinov M., *Mechatronics in Robotics*, In: Proceeding of the 7-th CISM-IFToMM Symposium on Theory and Practice of Robot and Manipulators, RoManSy 7, Paris, Hermes, 1990, pp. 252-263.

[4] Stephen J. Derby, *Design of Automatic machinery*, Marcel Dekker, New York USA ISBN:0-82475369-0, 2005.

[5] Заманов В., Мобилни роботи, Издателство на ТУ-София, 2015, с.175.

[6] Павлов В., Проектиране на роботи, Издателство на ТУ-София, 1992, с. 255.

[7] Amanatiadis, A., Charalampous, K., Kostavelis, I. at all, "*The avert project: Autonomous vehicle emergency recovery tool*", in Proc. IEEE Int. Symp. on Safety, Security, and Rescue Robotics, 2013, pp. 1–5.

[8] https://en.wikipedia.org/wiki/Automated_parking_system

Автори: Никола Ценов, маг. инж., докторант, катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Email address: *nikcenov@gmail.com*; Иван Аврамов, доц. д-р, катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; E-mail address: *iavramov@tu-sofia.bg*; Георги Александров, бак. инж., катедра Автоматизация на електрозадвижванията, Факултет Автоматика, Технически Университет-София

Постъпила: 28.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Владимир Б. Заманов



РАЗПОЗНАВАНЕ НА КУЛОНОВИЯ ПОТЕНЦИАЛ ЧРЕЗ АПРОКСИМАЦИЯ НА ИДЕНТИТЕТА

Георги Венков

Резюме: Нека Φ е гладка функция над \mathbb{R}^3 , която е подходящо малка на безкрайност и удовлетворява $\|\Phi\|_{L^1} = 1$. За такава функция Φ , ще направим апроксимация на идентитета чрез оператора за конволюция, както следва: За t > 0 да дефинираме $\Phi_t(x) = t^{-3}\Phi(x/t)$. Добре известен е фактът, че за всяка функция $f \in L^p(\mathbb{R}^3), 1 \le p \le \infty$, имаме

$$\lim_{t \to 0} (\Phi_t * f)(x) = f(x)$$

за $x \in \mathbb{R}^3$. Ще разгледаме конволюционен оператор с кулоново ядро $\frac{1}{|x|}$, за който ще установим скоростта на сходимост на $\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^p}$ за $t \to 0$. **Ключови думи:** Кулонов потенциал, оператор за конволюция, апроксимация на идентитета, Лоренцови пространства.

RECOGNITION OF THE COULOMB POTENTIAL VIA APPROXIMATIONS TO THE IDENTITY

George Venkov

Abstract: Let Φ be a smooth function on \mathbb{R}^3 that is appropriately small at infinity and satisfies $\|\Phi\|_{L^1} = 1$. From such a Φ , we fashion an approximation to the identity via convolution operator as follows: For t > 0, we define $\Phi_t(x) = t^{-3}\Phi(x/t)$. It is a well-known result that for any $f \in L^p(\mathbb{R}^3)$, $1 \leq p \leq \infty$, we have

$$\lim_{t \to 0} (\Phi_t * f)(x) = f(x)$$

for a.e. $x \in \mathbb{R}^3$. We shall consider the convolution operator with a Coulomb kernel $\frac{1}{|x|}$ and we aim at establishing the rate of convergence of $\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^p}$ for $t \to 0$.

Keywords: Coulomb potential, convolution operator, approximation to the identity, Lorentz spaces.

© 2018 Publishing House of Technical University of Sofia All rights reserved

1. Approximation to the identity

Suppose that Φ is a fixed smooth function on \mathbb{R}^3 that is appropriately small at infinity (say $|\Phi(x)| \leq C(1+|x|)^{-3-\varepsilon}$) and satisfies the following normalization condition

$$\int_{\mathbb{R}^3} |\Phi(x)| dx = 1.$$

From such a function, we fashion an approximation to the identity via convolution as follows. For t > 0, using the appropriate scaling in \mathbb{R}^3 we define $\Phi_t(x) = t^{-3}\Phi(x/t)$. The key point here is that for appropriate f, we have

$$\lim_{t \to 0} (\Phi_t * f)(x) = f(x).$$
(1.1)

The above convergence can be understood in a variety of senses. Some of them are quite easy to see, others are deeper and need a difficult mathematical background (the theory of maximal functions, nontangential control, Carleson measures, etc.).

We begin with the following theorems.

Theorem 1.1. If f is continuous and bounded on \mathbb{R}^3 , then for all x,

$$\lim_{t \to 0} (\Phi_t * f)(x) = f(x).$$
(1.2)

Proof. Fix x in \mathbb{R}^3 and $\eta > 0$. It is clear that

$$\int_{\mathbb{R}^3} |\Phi_t(x)| dx = \int_{\mathbb{R}^3} |\Phi(x)| dx = 1$$

and thus $\|\Phi_t\|_{L^1(\mathbb{R}^3)}$ is independent of t. We can write

$$(\Phi_t * f)(x) - f(x) = \int_{\mathbb{R}^3} (f(x - y) - f(x)) \, \Phi_t(y) dy.$$
(1.3)

Since f is continuous at x, there exists $\delta > 0$ so that $|f(x - y) - f(x)| < \eta$ if $|y| < \delta$. In the integral above, we consider $|y| < \delta$ and $|y| \ge \delta$ separately. We use the continuity of f when |y| is small and the boundedness of f for |y| large to obtain

$$\begin{aligned} |(\Phi_t * f)(x) - f(x)| &\leq \eta \int_{|y| < \delta} |\Phi_t(y)| dy \\ + 2 ||f||_{L^{\infty}(\mathbb{R}^3)} \int_{|y| \geq \delta} |\Phi_t(y)| dy. \end{aligned}$$
(1.4)

The first term on the right is finite since $\Phi_t \in L^1(\mathbb{R}^3)$ and in the second term, a change of variables and the Lebesgue's dominated convergence theorem imply

$$\lim_{t \to 0} \int_{|y| \ge \delta} |\Phi_t(y)| dy = \lim_{t \to 0} \int_{|y| \ge \frac{\delta}{t}} |\Phi(y)| dy = 0.$$
(1.5)

Thus, we conclude that

$$\limsup_{t \to 0} |(\Phi_t * f)(x) - f(x)| \le \eta$$
(1.6)

and since $\eta > 0$ is arbitrary, the conclusion of the theorem follows.

A stronger result of convergence is the following one.

Theorem 1.2. If $f \in L^p(\mathbb{R}^3)$ with $1 \leq p \leq \infty$, then

$$\lim_{t \to 0} \|(\Phi_t * f) - f\|_{L^p(\mathbb{R}^3)} = 0.$$
(1.7)

Proof. From the integral version of Minkowski's inequality we have

$$\|(\Phi_t * f) - f\|_{L^p(\mathbb{R}^3)}$$

$$\leq \int_{\mathbb{R}^3} \left(\int_{\mathbb{R}^3} |f(x-y) - f(x)|^p dx \right)^{\frac{1}{p}} \left| \Phi\left(\frac{y}{t}\right) \right| \frac{dy}{t^3}$$

$$= \int_{\mathbb{R}^3} \left(\int_{\mathbb{R}^3} |f(x-ty) - f(x)|^p dx \right)^{\frac{1}{p}} |\Phi(y)| dy.$$
(1.8)

The expression

$$\left(\int_{\mathbb{R}^3} |f(x+h) - f(x)|^p dx\right)^{\frac{1}{p}} = \omega_p(f,h)$$

is known as the L^p -modulus of continuity of $f \in L^p(\mathbb{R}^3)$, which is obviously bounded as a function of h (follows from $\omega_p(f,h) \leq 2||f||_{L^p(\mathbb{R}^3)}$). Moreover, $\omega_p(f,h) \to 0$ as $|h| \to 0$. Thus, we have shown that

$$\|(\Phi_t * f) - f\|_{L^p(\mathbb{R}^3)} \le \int_{\mathbb{R}^3} \omega_p(f, -ty) |\Phi(y)| dy.$$
(1.9)

Using again the Lebesgue's dominated convergence theorem it is obvious that the integral in the r.h.s. tends to 0, due to the convergence of $\omega_p(f, -ty)|\Phi(y)|$ and the boundedness $\omega_p(f, -ty)|\Phi(y)| \leq 2||f||_{L^p(\mathbb{R}^3)}|\Phi(y)|$. This completes the proof.

Consider now the Riesz potential in \mathbb{R}^3 with a kernel of Coulombian type of the form

$$I(g)(x) = \left(g * \frac{1}{|x|}\right)(x) = \int_{\mathbb{R}^3} \frac{g(y)}{|x-y|} dy,$$
(1.10)

known as the Newton's potential. The Riesz potential operator I can be regarded as a negative power of minus-Laplacian, namely, $I = (-\Delta)^{-1}$ (in a certain sense). Choosing the same function $\Phi \in L^1(\mathbb{R}^3)$ with L^1 -norm equal to 1, we have that

$$\lim_{t \to 0} \left(\Phi_t * \frac{1}{|x|} \right) (x) = \frac{1}{|x|}.$$
 (1.11)

The main purpose of the present study is to establish the optimal rate of convergence of

$$\left\| \left(\Phi_t * \frac{1}{|x|} \right) (x) - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^p(\mathbb{R}^3)}, \quad p \ge 1,$$
(1.12)

for t > 0 small enough. In fact, we shall prove an analogue of Theorem 1.2 which in addition gives the power law rate of decay, in terms of the exponent p. The main problem here comes from the fact that the Coulomb kernel $\frac{1}{|x|}$ does not belong to any $L^p(\mathbb{R}^3)$ spaces, which we shall overcome by the use of the Lorentz spaces.

2. LORENTZ SPACES $L^{p,q}$

Associated with a function f, we define its distribution function

$$\lambda_f(s) = |\{x \in \mathbb{R}^n : |f(x)| > s\}|,$$
(2.1)

where s > 0. Given a real function $\lambda_f(s)$, we define its rearrangement $f^*(t)$ as

$$f^*(t) = \inf \{s > 0 : \lambda_f(s) \le t\}, \quad t > 0.$$
 (2.2)

It is easy to check that f^* and $\lambda_f(s)$ are non-negative and non-increasing functions. Moreover, if λ_f is strictly decreasing and continuous, then f^* is the inverse function of λ_f and both f^* and f have the same distribution function. From this fact, we deduce that

$$\int_{\mathbb{R}^{n}} |f(x)|^{p} dx = \int_{\mathbb{R}^{n}} \int_{0}^{|f(x)|} pt^{p-1} dt dx$$
$$= \int_{0}^{\infty} pt^{p-1} \lambda_{f}(t) dt = \int_{0}^{\infty} pt^{p-1} \lambda_{f^{*}}(t) dt$$
$$= \int_{0}^{\infty} (t^{\frac{1}{p}} f^{*}(t))^{p} \frac{dt}{t}.$$
(2.3)

We may now introduce the Lorentz spaces [5]. The Lorentz space $L^{p,q}(\mathbb{R}^n)$ is defined as the set of all functions f such that $||f||_{L^{p,q}}^* < \infty$, with

$$||f||_{L^{p,q}}^{*} = \begin{cases} \left(\frac{q}{p} \int_{0}^{\infty} \left[t^{\frac{1}{p}} f^{*}(t)\right]^{q} \frac{dt}{t}\right)^{\frac{1}{q}} & 0 \le p, q < \infty\\ \sup_{t>0} \left[t^{\frac{1}{p}} f^{*}(t)\right] & 0 \le p \le \infty, \ q = \infty \end{cases}$$

We observe that $L^{p,p} = L^p$, while $L^{p,\infty}$ are called the Marcinkiewicz spaces or weak- L^p spaces. The quantity $||f||_{L^{p,q}}^*$ give a natural topology for $L^{p,q}(\mathbb{R}^n)$ such that $L^{p,q}(\mathbb{R}^n)$ is a topological vector space. However, the triangle inequality is not true for $||f||_{L^{p,q}}^*$. As a natural way of metrizing the space $L^{p,q}(\mathbb{R}^n)$ is to define

$$f^{**}(t) = \frac{1}{t} \int_0^\infty f^*(s) ds \quad \text{for } t > 0.$$
 (2.4)

Hence, we define the norm

$$||f||_{L^{p,q}} = \begin{cases} \left(\frac{q}{p} \int_0^\infty \left[t^{\frac{1}{p}} f^{**}(t)\right]^q \frac{dt}{t}\right)^{1/q} & 1 \le p, q < \infty\\ \sup_{t>0} \left[t^{\frac{1}{p}} f^{**}(t)\right] & 1 \le p \le \infty, \ q = \infty \end{cases}$$

The spaces $L^{p,q}$ endowed with the norm $||f||_{L^{p,q}}$ are Banach spaces and

$$\|f\|_{L^{p,q}}^* \le \|f\|_{L^{p,q}} \le \frac{p}{p-1} \|f\|_{L^{p,q}}^*.$$
(2.5)

An alternative definition of the norm $||f||_{L^{p,\infty}}$ is

$$||f||_{L^{p,\infty}} = \sup_{t>0} t |\{x \in \mathbb{R}^d : |f(x)| > t\}|^{1/p}$$
(2.6)

Lorentz spaces have the same scaling relation as the usual $L^p(\mathbb{R}^n)$ spaces, i.e., for all $\lambda > 0$, we have

$$||f(\lambda x)||_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)} = \lambda^{-n/p} ||f||_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)}, \qquad (2.7)$$

where $1 \le p < \infty$, $1 \le q \le \infty$. We have the following result.

Theorem 2.1. Let $\Phi \in L^1(\mathbb{R}^n)$ with $\|\Phi(x)\|_{L^1} = 1$. For each t > 0, we define $\Phi_t(x) = t^{-n}\Phi(x/t)$. If $1 , <math>1 \le q < \infty$ and $f \in L^{p,q}(\mathbb{R}^n)$, then

$$\lim_{t \to 0} \|(\Phi_t * f) - f\|_{L^{p,q}} = 0.$$
(2.8)

Proof. Using the change of variable and the fact that $\int_{\mathbb{R}^n} \Phi_t(x) dx = 1$, for all t > 0, we have

$$((\Phi_t * f) - f)(x) = \int_{\mathbb{R}^n} \Phi_t(y) [f(x - y) - f(x)] dy$$

=
$$\int_{\mathbb{R}^n} \Phi(y) [f(x - ty) - f(x)] dy.$$
 (2.9)

Next, taking the norm $\|.\|_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)}$, we obtain

$$\|(\Phi_t * f) - f\|_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)}$$

$$\leq \int_{\mathbb{R}^n} \|\Phi(y) [f(x - ty) - f(x)]\|_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)} dy$$

$$\leq \|f(x - ty) - f(x)\|_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)}.$$
(2.10)

Note that $||f(x - ty) - f(x)||_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)} \le 2||f||_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)}$. Since $1 \le q < \infty$, then

$$\lim_{t \to 0} \|f(x - ty) - f(x)\|_{L^{p,q}(\mathbb{R}^n)} = 0$$
(2.11)

and by the dominated convergence theorem the proof is completed.

Very important tool in our functional analysis treatments of the Riesz potential is the Hardy-Littlewood-Sobolev inequality. **Lemma 2.2.** For $0 < \alpha < n$ consider the Riesz potential in \mathbb{R}^n

$$I_{\alpha}(g)(x) = \int_{\mathbb{R}^n} \frac{g(y)}{|x - y|^{n - \alpha}} dy.$$
 (2.12)

Then for any $1 and <math>g \in L^q(\mathbb{R}^n)$, we have

$$\|I_{\alpha}(g)\|_{L^{p}(\mathbb{R}^{n})} \leq C \|g\|_{L^{q}(\mathbb{R}^{n})}, \qquad (2.13)$$

where $\frac{1}{p} = \frac{1}{q} - \frac{\alpha}{n}$.

For the proof of Lemma 2.2, see Chapter VIII in the book of Stein [7].

3. The main result

It seems impossible to deduce the desired estimate unless an additional condition is imposed on Φ which identifies the rate of convergence in terms of the dilation parameter t. To this aim, we need to set the problem in the context of L^1 -functions satisfying that its first order moment is bounded in $L^1(\mathbb{R}^3)$.

Theorem 3.1. Let $\Phi, x\Phi \in L^1(\mathbb{R}^3)$ with $\|\Phi\|_{L^1} = 1$ and let $\Phi_t(x) = t^{-3}\Phi(x/t)$, t > 0. Then for any t > 0 the following estimates hold:

$$\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)} \le C;$$
(3.1)

$$\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{\frac{3}{2},\infty}(\mathbb{R}^3)} \le Ct;$$
(3.2)

$$\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^p(\mathbb{R}^3)} \le Ct^{\frac{3}{p}-1}, \quad \frac{3}{2}
(3.3)$$

Proof. To prove (3.1) we apply the triangle inequality in $L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)$, the inclusion $L^3 \subset L^{3,\infty}$ and the Hardy-Littlewood-Sobolev inequality (2.13) to obtain

$$\begin{aligned} \left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)} \\ &\leq \left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)} + \left\| \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)} \\ &\leq \left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} \right\|_{L^3(\mathbb{R}^3)} + \left\| \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)} \leq C. \end{aligned}$$
(3.4)

To prove (3.2) we shall use that $\|\Phi_t\|_{L^1(\mathbb{R}^3)} = 1$ to write

$$\left| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right| = \left| \int_{\mathbb{R}^3} \left(\frac{1}{|x-y|} - \frac{1}{|x|} \right) \Phi_t(y) dy \right|$$

$$\leq \int_{\mathbb{R}^3} \left| \frac{1}{|x-ty|} - \frac{1}{|x|} \right| |\Phi(y)| dy.$$
 (3.5)

Now we can use the relations

$$\begin{aligned} \frac{1}{|x-ty|} &- \frac{1}{|x|} = \frac{|x| - |x-ty|}{|x-ty||x|} \\ &= \frac{|x|^2 - |x-ty|^2}{|x-ty||x|(|x-ty|+|x|)} \\ &= \frac{2txy - t^2|y|^2}{|x-ty||x|(|x-ty|+|x|)}, \end{aligned}$$

which imply

$$\left|\frac{1}{|x-ty|} - \frac{1}{|x|}\right| \le \frac{2t|y|}{|x-ty|(|x-ty|+|x|)} + \frac{t^2|y|^2}{|x-ty||x|(|x-ty|+|x|)}.$$
(3.6)

For $x \in \mathbb{R}^3$ fixed, we split the domain of integration of (3.5) into two sets $t|y| \leq |x|$ and t|y| > |x|. Then, for $t|y| \leq |x|$ we estimate

$$\left|\frac{1}{|x-ty|} - \frac{1}{|x|}\right| \le C \frac{t|y|}{|x-ty|(|x-ty|+|x|))} \le Ct \frac{|y|}{|x-ty|^2}.$$
(3.7)

For t|y| > |x| we observe that $|x - ty| \sim t|y|$ and thus

$$\left|\frac{1}{|x-ty|} - \frac{1}{|x|}\right| \le \frac{Ct^2|y|^2}{t|x||y|(|x-ty|+|x|)} \le Ct\frac{|y|}{|x|^2}.$$
(3.8)

Taking into account that $\frac{1}{|x|^2} \in L^{\frac{3}{2},\infty}(\mathbb{R}^3)$, we get from (3.7) and (3.8) the following estimate

$$\begin{split} \left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^{\frac{3}{2},\infty}} \\ &\leq \left\| \left(\int_{t|y| \leq |x|} + \int_{t|y| > |x|} \right) \left| \frac{1}{|x - ty|} - \frac{1}{|x|} \right| |\Phi(y)| dy \right\|_{L^{\frac{3}{2},\infty}} \\ &\leq Ct \left\| \frac{1}{|x|^2} \right\|_{L^{\frac{3}{2},\infty}} \int_{\mathbb{R}^3} |y|| \Phi(y)| dy \leq Ct \end{split}$$

and the proof of (3.2) is complete.

The proof of (3.3) follows from the estimates (3.1) and (3.2) and the interpolation theorems in Lorentz spaces (see for example [1,6,8]).

Indeed, for $0 < \theta < 1$, using the standard interpolation operator notation, we have

$$\left(L^{\frac{3}{2},\infty}(\mathbb{R}^3), L^{3,\infty}(\mathbb{R}^3)\right)_{\theta,p} = L^p(\mathbb{R}^3),$$

 $\frac{1}{p} = \frac{2(1-\theta)}{3} + \frac{\theta}{3},$ (3.9)

where the upper bound is given by

$$\left\| \Phi_t * \frac{1}{|x|} - \frac{1}{|x|} \right\|_{L^p(\mathbb{R}^3)} \le Ct^{1-\theta}.$$
 (3.10)

Expressing θ in terms of p and substituting into the exponent of the right-hand side of (3.10), we obtain (3.3).

4. Applications

Consider the Cauchy problem for the Schrödinger equation with an external Coulomb potential

$$i\partial_t \psi + \Delta \psi = V\psi - \frac{1}{|x|}\psi, \qquad (4.1)$$

$$\psi(t_0, x) = \psi_0(x),$$
 (4.2)

$$\lim_{|x| \to \infty} \psi(x) = 0, \tag{4.3}$$

in $(t, x) \in [t_0, \infty) \times \mathbb{R}^3$, coupled to the Poisson equation

$$\Delta V = -4\pi |\psi|^2, \tag{4.4}$$

where the (-) sign in the Poisson equation (4.4) corresponds to the repulsive character of the Coulomb force (electrodynamical nonrelativistic many body problem). Here $|\psi(t,x)|^2$ is the expected number density of the particles and V(t,x)is the potential originated by the charge of the single particle in a vacuum.

The potential V can be explicitly written as a weak solution of the Poisson equation (4.4) as

$$V = \frac{1}{|x|} * |\psi|^2.$$
(4.5)

Substituting (4.5) into the Schrödinger equation (4.1), we obtain the single equation

$$i\partial_t \psi + \Delta \psi = \left(\frac{1}{|x|} * |\psi|^2 - \frac{1}{|x|}\right) \psi.$$
(4.6)

When the external Coulomb potential is absent, equation (4.6) is known as the defocusing Hartree equation and arises, for instance, in the analysis of the quantum transport in semiconductors and as a description of the electrostatic Maxwell-Schrödinger system (for more details see [2,3,4]).

In the study of the long-time behavior of solutions to the nonlinear Schrödinger equation, one of the main ingredients is the property of scale invariance for the state function $\psi(t, x)$ in the configuration space. For any $\lambda > 0$, $(t, x) \in [t_0, \infty) \times \mathbb{R}^3$, we set

$$\psi_{\lambda}(t,x) = \frac{1}{\lambda^{3/2}} \psi\left(\frac{t}{\lambda^2}, \frac{x}{\lambda}\right), \qquad (4.7)$$

provided that the charge normalization condition

$$\|\psi_{\lambda}\|_{L^{2}(\mathbb{R}^{3})} = \|\psi\|_{L^{2}(\mathbb{R}^{3})} = 1$$

is satisfied. We remark that if ψ solves (4.6), then ψ_{λ} does not solve (4.6), but instead solves the very similar equation

$$i\partial_t \psi_\lambda + \Delta \psi_\lambda = \frac{1}{\lambda} \left(\frac{1}{|x|} * |\psi_\lambda|^2 - \frac{1}{|x|} \right) \psi_\lambda. \tag{4.8}$$

The natural way of proceeding once we have derived the rescaled equation (4.8) consists in passing to the limit in the scale parameter λ and trying to improve time integrability of solution by using the estimates of Theorem 3.1. (Note that letting $\lambda \to 0$ is equivalent in a certain sense to let $t \to \infty$ after the identification $t = \lambda^{-1}$.) In fact, setting

$$\Phi(t,x) = |\psi(t,x)|^2$$

and substituting (4.7), we define the rescaled density function

$$\Phi_{\lambda}(t,x) = \frac{1}{\lambda^3} \Phi\left(\frac{t}{\lambda^2}, \frac{x}{\lambda}\right),$$

with $\|\Phi_{\lambda}\|_{L^{1}(\mathbb{R}^{3})} = 1$. Finally, the application of estimate (3.3) in Theorem 3.1 to the r.h.s of (4.8) provides for $\lambda \to 0$ the effect of large-time neutralization between the convolution nonlinearity and the external Coulomb potential.

REFERENCES

[1] Bergh, J. and Löfström, J. (1976). *Interpolation Spaces*, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York.

[2] Born, M. (1969). *Atomic Physics*, Blackie and Son Limited, London.

[3] Capasso, F. (1990). *Physics of Quantum Electrons Devices*, Springer - Verlag, New York.

[4] Lieb, E. and Simon, B. (1977). The Hartree-Fock theory for Coulomb systems, Comm. Math. Phys., 53, 185–194.

[5] O'Neil, R. (1963). *Convolution operators and* $L^{p,q}$ *spaces*, Duke Math. J., **30**, 129–142.

[6] Stein, E. (1970). Singular Integrals and Differentiability Properties of *Functions*, Princeton Math. Ser. 30, Princeton University Press, Princeton, N.J.

[7] Stein, E. (1993). *Harmonic Analysis: Real-variable Methods, Orthogonality and Oscillatory Integrals*, Princeton Math. Ser. 43, Princeton University Press, Princeton, N.J.

[8] Stein, E. and Weiss, G. (1971). *Introduction to Fourier analysis on Euclidean spaces*, Princeton University Press, Princeton, N.J.

Author: George Venkov, Assoc. Prof., PhD, Department "Mathematical Analysis and Differential Equations", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* gvenkov@tu-sofia.bg

Received 10.04.2018

Reviewer Prof. Emil Nikolov



НЯКОИ ЗАКОНОМЕРНОСТИ НА FOREX ПАЗАРАС ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ РОБОТИ ЗА АВТОМАТИЧНА ТЪРГОВИЯ

Александър Хотмар

Резюме: Публикацията разглежда закономерности, обективно съществуващи на FOREX пазара, които могат и се използват като основа за съществено подобряване на резултатите при автоматична търговия с бот програми. Коментираните закономерности са резултат от многобройни преки и обобщени наблюдения. На някои закономерности са посочени обективни причини за тяхното съществуване.

Ключови думи: FOREX пазар, търговия, бот, трейдинг, анализ, зависимости

SOME REGULARITIES ON THE FOREX MARKET WITH AN APPLICATION FOR AUTO TRADING ROBOTS

Alexander Hotmar

Abstract: The article is focused on regularities, objectively existing on the FOREX market that can be used as a base for essential improvement of the results for automatic trade with bot programs. The commented regularity are result of numerous direct and general conclusions. Objective reasons for the existence of some regularities are mentioned.

Key words: FOREX market, trade, bot, trading, analyze, regularities

1. УВОД

Съдържанието на настоящия материал е посветен на проблемите свързани със създаването на роботи за автоматична търговия и по конкретно за търговия на FOREX пазара. Трудностите са свързани със спецификата на валутния пазар, които съществено видоизменят неговото поведение и голяма част от инструментариума разработен за пазарите на акции или е неприложим или резултатите са съществено са влошени.

Целта на разглеждането е да се идентифицират различията и да се намерят способи за тяхното адекватно описание и моделиране. Методите използвани в разглеждането са два отделни класа - статистически и пряко наблюдение на конкретни ситуации. Хронологично в процеса на работа първо се започна със статистическа методология. В даден момент се констатира попадане в стандартния статистически капан отлично илюстриран с вица, че българите средностатистически ядат свинско със зеле. Затова беше предприет подхода след статистически анализ да се извършва пряко, непосредствено наблюдение на конкретни ключови ситуации. Резултатът от това разширяване на методичната база беше съществено подобряване на резултатите и подобрено осмисляне на начина на функциониране на FOREX пазара. Това в някаква степен е очаквано и логично. Анализът на пазарите е относително нова научноприложна област развиваща се едва в последните 100 години (кратък период сравнен с развитието на физиката например). В допълнение FOREX роботи се разработват едва от около 40 г. Това предопределя и използването на по-обща методология, поради високата степен на неизученост на пазарните движения. Като допълнение е добре да се отбележи, че бяха направени опити за използване и на друг инструментариум, но резултатите бяха крайно незадоволителни.

2. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА FOREX ПАЗАРА

Наименованието е абревиатура от първите срички на словосъчетанието FOReign EXchange. Представлява глобален междубанков пазар за обмяна на валута, като среднодневният му оборот е около 5.3 трл. щатски долара и е пазарът с най-голям оборот в света. Основните му характеристики са:

- Ясно изразен рейнджови характер (цената се колебае в относително тесни граници);
- Много ниска волатилност (промяната на цената, съотнесена към моментната цена е минимална);
- Висока степен на непредсказуемост почти няма специалисти, които да дават прогнози за движението му;
- Децентрализираност;
- Непрекъсната работа в периода понеделник сутрин петък вечер.

3. ОБЩА ПОСТАНОВКА НА РАЗГЛЕЖДАНЕТО

Коментираните в този материал закономерности и зависимости са резултат от огромен брой наблюдения - както преки за всяка ситуация по отделно, така и автоматизирани - програмно проиграване на множество ситуации и анализ на обобщените статистически резултати.

При всички наблюдения целта винаги е била една - повишаване на ефективността (печалбата) на конкретна търговска стратегия (отделна от настоящето разглеждане). Основните особеностите на стратегията са:

- Проволатилна изчакване на пазара да "тръгне" и заемане на позиция съпосочна с него;
- "Отиграване" на Open London Session Breakout търговията започва около 8:00 UTC;
- Търговията приключва в общия случай в рамките на деня.

4. НЕПРЕДСКАЗУЕМОСТ НА FOREX ПАЗАРА?

Широко разпространено сред финансистите е мнението, че FOREX пазарът е непредсказуем и опитите за търговия на него са по-скоро "игра на рулетка", от-колкото рационално обясними решения. Подобно мнение се създава поради ня-колко основни причини:

- Елементарно непознаване на същността на пазара трендът на цената на всяка валутна двойка представлява наслагване на двата тренда на движение на всяка от валутите (за разлика от пазарите на акции и стоки); оттук започват опитите за търсене на графични модели (фигури [1], вълни на Елиът [2]), създадени за пазарите на акции, като следствие се явява и "изводът", че те (графичните модели) не работят;
- Опити за прилагане на стратегии за търговия, създадени за трендови пазари – FOREX-ът е с ясно изразен рейнджови характер. Резултатът е: "Те не работят";
- Опити за търговия на малки времеви рамки (напр. 15 мин.), без да се отчита вътрешнодневната специфика на конкретна валутна двойка – ако търгуваме EURGBP и наблюдаваме тренд в периода 8:00-16:00 (когато борсите в Европа работят), би било доста наивно да очакваме запазването му в периода 18:00-23:59, когато борсите в Европа не работят;
- Опити за предсказване на посоката на движение (тренда) на пазара– често срещан въпрос при обсъждане на FOREX пазара, който се задава (вкл. персонално към мен многократно) е "Как предсказваш посоката?". Отговорът е прост, кратък и ясен: "Не я предсказвам!!!." При положение, че FOREX пазарът е с ясно изразен рейнджови характер, не е ли малко странно да се опитваме да предсказваме тренда му!?

Независимо дали вярваме, или не във възможността за успешно търгуване на FOREX пазара, трябва да се има предвид, че при отчитането поне на посочените особености търговията, ако не печеливша, става поне разумно изглеждаща.

5. ЗАВИСИМОСТИ НА FOREX ПАЗАРА, ОБУСЛОВЕНИ ОТ РЕАЛНИ И ПРЕДВАРИТЕЛНО ИЗВЕСТНИ СЪБИТИЯ

Колкото и да изглежда произволен и непредсказуем, FOREX пазарът се влияе пряко от поне две категории събития, които са предварително известни – отварянето на борсите и икономическите новини. Дори при най-бегли наблюдения с лекота се констатира, че приблизително 80% от основните движения на пазара се случват (за EURGBP) в диапазона 07:00-12:00. В голяма част от останалите 20% от случаите имаме наличие на съществени други събития, които очевидно влияят на движението на пазара. Другият клас предварително известни събития са икономическите новини. Моментите на тяхното обявяване са предварително известни, а силата на въздействието им е предварително оценима с висока точност. Начинът на оценка е прост - ако централните банкери казват, че една новина е важна, то тя е с голяма сила на въздействие. Има коментатори, които каз-

ват, че това и "самоизпълняващо се заклинание". Може би, но резултатът е налице - предсказуемост на силата на въздействие.

От проведените експерименти се констатира 15-20% увеличение на доходността (намаляване на загубите) при съобразяване на моментите на отваряне на борсите, както и взаимното им влияние. Например често срещана ситуация на валутна двойка GBPUSD е тренд в едната посока в периода 08:00-12:00 и противоположен тренд в периода 12:00-16:00. Обяснението е просто - в 8:00 отваря лондонската борса и британският паунд "тръгва" в определена посока. В 12:00 отваря нюйоркската борса и поради високата корелация на икономиките на Великобритания и САЩ, щатският долар "тръгва" в същата посока. Резултатът от това върху стойността на GBPUSD е обратен тренд на този при отварянето на лондонската.

6. ЗАВИСИМОСТИ НА FOREX ПАЗАРА, СЪЩЕСТВУВАЩИ "ВЪПРЕКИ ВСИЧКО"

Вследствие на многобройните преки и обобщени наблюдения констатирах наличието на две много устойчиви зависимости. Първата от тях е наличието на много устойчива неустойчивост. Както споменахме, FOREX пазарът се характеризира със силно изразена липса на тренд (рейнджови пазар) и много трудната за предсказване посока на движение. В допълнение волатилността на пазара е с ясна изразена "сезонност" в зависимост от деня от седмицата - ниска волатилност в понеделник и петък и най-висока в сряда. Ако изчислим очаквана за деня (напр. сряда) волатилност като средно аритметично от последните четири среди, се оказва, че прогнозата е изключително точна. Случаите, в които пазарът не достига 80% от прогнозата, са единични. Тази зависимост ни дава много точна представа кога движението за деня предстои. Отчитайки това, представянето на разглежданата търговска стратегия от катастрофално еволюира до разумно изглеждащо.

Втората констатация от направените преки и обобщени наблюдения е за приложимостта на обема (Volume) на пазара. За разлика от фондовите пазари (централизирани) FOREX-ът е децентрализиран, поради което няма налична информация за изтъргуваните обеми (при акциите тази информация е от ключово значение при търговията). Да, но в нашия случай е наличен индикативен показател за изтъргуваните обеми. Това са тиковете на пазара (1 тик = една промяна на цената). Ако вземем величината тикове за секунда (тик/сек), получаваме много полезна информация поне в две направления. Общо правило от литературата е, че ако цената се движи в дадена посока, вероятността да продължи в същата посока е 70% (ефект на инерция). Допълвайки това правило с наличие на висок индикатор тик/сек, то разглежданата търговска стратегия увеличи своята ефективност с около 50% - впечатляващ резултат за света на FOREX търговията. Второто направление на приложение е за определяне на "здравето" на пазара – дали в даден момент пазарът е подходящ за търговия. Опитни и успешни трейдъри използват именно тик/сек за да определят дали пазарът е подходящ. На този етап не е успешно създаден предсказващ алгоритъм за здравето на пазара.

7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

В табл.1 са показани експерименталните резултати от FOREX робота с реализирани в него разглежданите зависимости. Експериментът е върху 15 различни валутни двойки и обхваща период от половин година от 01.07.2015 до 30.12.2015. Роботът е с базов риск при вход от 100 USD (разчетен е като 1% от капитал за търговия 10 000 USD). От табл.1 е видно, че роботът е с доходност за половин година от 329%.

Таблица 1

Експериментални резул	ітати
-----------------------	-------

		Робот v1.2.9.7			
N⁰	Двойка	Печалби	Загуби	Резултат	Съотношение [%]
1	EURGBP	23 138	-15 477	7 661	33
2	EURUSD	27 412	-11 589	15 823	58
3	EURCAD	22 027	-13 429	8 598	39
4	EURAUD	9 179	-12 852	-3 673	-29
5	EURNZD	14 068	-12 988	1 080	8
6	EURJPY	12 848	-6 574	6 274	49
7	GBPUSD	24 056	-23 410	647	3
8	GBPCAD	14 247	-18 353	-4 107	-22
9	GBPAUD	9 908	-10 787	-879	-8
10	GBPNZD	13 718	-8 998	4 720	34
11	GBPJPY	11 271	-20 413	-9 142	-45
12	USDCAD	3 874	-5 019	-1 145	-23
13	USDAUD	11 559	-6 890	4 669	40
14	USDNZD	14 016	-11 715	2 301	16
15	USDJPY	12 170	-12 041	129	1
	Общо	223 492	-190 535	32 957	16

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ - FOREX ПАЗАРЪТ Е НЕПРЕДВИДИМ?

От направените проучвания могат да се направят следните общи изводи:

- Наличие на поне два константни и предварително известни във времето класа събития, предизвикващи висока волатилност (и възможност за адекватна търговия) отварянето на борсите и икономическите новини;
- Непредвидимост на посоката от направените наблюдения действително се потвърждава общоприетото схващане, че е невъзможно (или поне много трудно) предвиждането на посоката на развитие на FOREX пазара. Да, но се установява висока степен на постоянство във волатилността, което може успешно да се използва за търговия. Важно е само да се използват търговски стратегии, принципно различни от използваните при търговия с акции;
- Отсъствие на обем, но наличието на отлична индикация за него отсъствието на данни за обема на изтъргуваните валути сериозно затруднява успешната търговия на FOREX пазара. Наличието обаче на отличен индикатор за него (тик/сек) дава възможност за компенсирането в голяма степен на влошените резултати. Наблюденията на пазара дават усещане у анализатора, че е възможно допълнително подобряване на индикацията за обем, посредством създаването на по-комплекснен начин за неговото изчисляване. Това е и поле за бъдеща работа.

Приносните моменти на настоящия материал се състоят в установяване на различията между FOREX пазара и пазарите на акции, отчитането на съществените различия между тях и последваща преработка и модификации на съществуващ инструментариум (разработен за пазари на акции) с цел адекватно поведение в различните условия на валутния пазар. Направените симулации на валутна търговия с проволатилния FOREX робот категорично показаха ефективността и правилността на направените изводи, като това е направено посредством два вида отчитане - числово и експертно. Числовото се изразява в пъти увеличаване на печалбите (намаляване на загубите) на робота. Симулативната търговия от друга страна беше демонстрирана пред няколко експерти (действащи и успешни търговци спекуланти) и общото заключение на всички беше, че роботът (независимо печеливш или губещ) се държи адекватно – голяма рядкост сред множеството достъпни FOREX роботи.

ЛИТЕРАТУРА

Bulkowski T. (2005), Encyclopedia of Chart Patterns 2 edition
 Frost A., Prechter R. (2005) - Elliott Wave Principle 10 edition

Автор: Александър Хотмар, гл. ас. д-р, кат. "Системи и управление", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *hotmar@tu-sofia.bg*

Постъпила на 27.04.2018 г.

Рецензент: доц. д-р Иван Иванов