**ISSN 1311-0829** 



# ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ Том 62, книга 2, 2012

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



# PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA Volume 62, Issue 2, 2012

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

#### РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор					
проф.	ДТН	Емил	НИКОЛОВ		
зам. гла	вен ред	актор			
проф.	ДТН	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.	A-D	Бончо	БОНЕВ		
проф.	A-D	Евелина	ПЕНЧЕВА		
проф.	A-D	Иво	ΜΑΛΑΚΟΒ		
проф.	д-р	Младен	BE∧EB		
проф.	A-D	Огнян	НАКОВ		
секрета	p-oprai	низатор			
ИНЖ.		Мария	ДУХЛЕВА		

#### **EDITORIAL BOARD**

Editor	Editor -in -Chief						
Prof.	D.Sc.	Emil	NIKOLOV				
Editor	-in -Vice	e -Chief					
Prof.	D.Sc.	Elena	Shoykova				
Editors	;						
Prof.	D.Sc.	Georgi	POPOV				
Prof.	D.Sc.	lvan	KOROBKO				
Prof.	D.Sc.	lvan	UZUNOV				
Prof.	D.Sc.	lvan	YACHEV				
Prof.	D.Sc.	Keti	PEEVA				
Prof.	D.Sc.	Gantcho	BOJILOV				
Prof.	Ph.D.	Boncho	BONEV				
Prof.	Ph.D.	Evelina	PENCHEVA				
Prof.	Ph.D.	lvo	MALAKOV				
Prof.	Ph.D.	Mladen	VELEV				
Prof.	Ph.D.	Ognyan	NAKOV				
Organizing Secretary							
Eng.	Eng. Maria DUHLEVA						

Технически университет-София София 1000, бул.''Кл. Охридски'' 8 България http://tu-sofia.bg Technical University of Sofia Sofia, 1000, boul. Kliment Ohridski 8 Bulgaria http://tu-sofia.bg



## ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ ФАКУЛТЕТ АВТОМАТИКА

форум "ДНИ НА НАУКАТА НА ТУ-СОФИЯ" Созопол'2012

юбилей "50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИКА"

### международна конференция АВТОМАТИКА'2012, ФА

#### Созопол 1.06. - 4.06.2012

#### ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

#### председател

пр	оф. дт	гн, дх.к.	Емил	Николов
пр	оф.	д-р	зам. преосеоател Емил	Гарипов
			членове	
чл. кор. пр	оф.	дтн	Петко	Петков
пр	оф.	д-р	Снежана	Йорданова
пр	оф.	д-р	Валери	Младенов
пр	оф.	д-р	Живко	Георгиев
пр	оф.	д-р	Пламен	Цветков
Д	юц.	д-р	Тодор	Йонков
Д	юц.	д-р	Васил	Гълъбов
Д	(ОЦ.	д-р	Снежана	Терзиева
				-

#### ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

		председател	
доц.	д-р	Александър зам. председател	Ищев
гл. ас.	д-р	Антония	Панделова
		членове	
доц.	д-р	Симона	Филипова-Петракиева
гл. ас.	д-р	Евтим	Йончев
гл. ас.	д-р	Станислав	Енев
гл. ас.	д-р	Цоньо	Славов

#### ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

		координат	юр
гл. ас.	д-р	Антония	Панделова
		системен админи	стратор
гл. ас.	инж.	Георги	Ценов
		организационен (	секретар
маг.	инж.	Мария	Духлева

## TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA FACULTY OF AUTOMATICS

Forum "DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA" Sozopol'2012

Anniversary "50 YEARS EDUCATION IN AUTOMATICS"

#### INTERNATIONAL CONFERENCE

### AUTOMATICS'2012, FA

June 1 - 4, 2012, Sozopol, Bulgaria

#### **PROGRAM COMMITTEEE**

	cha	ir of PC	
Prof.	DSc, Dh.C.	Emil	Nikolov
	vice cl	hair of PC	~ .
Prof.	PhD	Emil	Garipov
	meml	bers of PC	
Corresponding Member of BAS Prof.	DSc	Petko	Petkov
Prof.	PhD	Snejana	Yordanova
Prof.	PhD	Valeri	Mladenov
Prof.	PhD	Jivko	Georgiev
Prof.	PhD	Plamen	Tzvetkov
Assoc. Prof.	PhD	Todor	Ionkov
Assoc. Prof.	PhD	Vassil	Galabov
Assoc. Prof.	PhD	Snejana	Terzieva

#### **ORGANIZING COMMITTEE**

С	hair of OC				
PhD	Alexandar	Ichtev			
vice	e chair of OS				
PhD	Antonia	Pandelova			
members of OC					
PhD	Simona	Filipova-Petrakieva			
PhD	Evtim	Jonchev			
PhD	Stanislav	Enev			
PhD	Tsonio	Slavov			
	Ch PhD PhD PhD PhD PhD PhD PhD PhD	chair of OC PhD Alexandar vice chair of OS PhD Antonia members of OC PhD Simona PhD Evtim PhD Stanislav PhD Tsonio			

#### **TECHNICAL COMMITTEE**

	са	oordinator	
Assist. Prof.	PhD	Antonia	Pandelova
	system	administrator	
Assist. Prof.	Eng.	Georgi	Tsenov
	organ	izing secretary	
Mag.	Eng.	Maria	Duhleva

# СЪДЪРЖАНИЕ том 62, книга 2 автоматика

1. Снежана Йорданова Размит регулатор на Смит за нелинейни обекти с чисто закъснение на принципа на паралелно разпределена компенсация	15
2. Биляна Табакова устойчивост на система за управление с размит регулатор на принципа на паралелно разпределена компенсация и предиктор на обекта	25
3. Даниел Меразчиев Синтез и изследване на размити алгоритми за управление на двусвързани обекти	35
4. Станислав Енев	45
5. Александър Ефремов Приложение на невронните мрежи в системите за управление на кредитния риск	53
6. Александър Ефремов, Асен Тодоров	61
7. Мариана Дурчева, Иван Трендафилов	69
8. Мариана Дурчева, Иван Трендафилов	79
9. Емил Николов	89
10. Емил Николов. Анализ на динамични системи с използване на Green-функции - II част	99
11. Весела Карлова-Сергиева Модифицирани методи в комплексната равнина	107
12. Весела Карлова-Сергиева Компенсация на закъснение в САУ при промяна в параметрите на обекта за управление	117
13. Нина Николова	127
14. Нина Николова	137
15. Цанко Георгиев	147

16. Цоньо Славов, Олимпия Роева Система за оптимално пид управление в реално време на симулационен модел на полупериодичен ферметационен процес	155
17. Антония Панделова Разработване на тъканен биосензор за измерване на аскорбинова киселина	165
18. Дамян Дамянов, Васил Гълъбов	173
19. Дамян Дамянов, Васил Гълъбов	181
20. Александър Маринчев. Среда за събиране на експериментални данни за изследване динамиката на човека-оператор при ръчно управление	189
21. Александър Хотмар Изследване на организационни системи – специфика и проблеми	197
22. Стефан Диков Приложение на оптимални по критерии минимум разход на енергия управления върху реален обект	203
23. Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý Sine-Wave Type Robust PID Controller Design for Systems with Unstable Zero	211
24. Štefan Kozák, Alena Kozákov Automatic control metods - history end trends	221
25. Светлана Савова, Никола Николов	227
26. Надежда Радева	233
27. Виолина Георгиева, Александър Хаджидимитров	241
28. Иван Уливеров, Евтим Йончев, Тодор Йонков Метод за определяне на роторната времеконстанта на асинхронен двигател в системи с индиректно векторно управление	251
29. Дочо Цанков, Тодор Йонков, Евтим Йончев Превключваеми управляващи структури за енергоефективно управление на климата в сградни системи	261
30. Михо Михов, Марин Жилевски	269
31. Борис Борисов, Стефан Ангелов Енергоикономично управление на процесите при каменообработката	279
32. Владимир Христов	289
33. Валентин Николов, Владимир Заманов Bluetooth/Wi-Fi управление на робот с повишена мобилност	297

34. Владимир Заманов, Атанас Димитров, Станислав Симеонов Развитие на сензорната система на изследователски мобилен робот	303
35. Радослав Василев, Димитър Димитров	313
36. Павлин Неделчев	323
37. Иван Чавдаров, Таньо Танев, Веселин Павлов	331
38. Георги Чипов, Валентин Николов, Йовко Ханджиев, Веселин Павлов	339
39. Андре Араужо, Давид Португал, Микаел С. Коусайро, Карлос М. Фигередо, Руи П. Рош	349
40. Микаел С. Коусайро, Дж. Мигел А. Луж, Нуно М. Ф. Ферейра	359
41. Пламен Цветков, Георги Милушев, Весела Константинова, Иван Коджабашев, Николай Гуров, Владислав Славов Междулабораторни сравнения в обхвата на контрола на качеството на електрическата енергия - Част 1	369
42. Пламен Цветков, Георги Милушев, Весела Константинова, Иван Коджабашев, Николай Гуров, Владислав Славов Междулабораторни сравнения в обхвата на контрола на качеството на електрическата енергия - Част 2	377
43. Веселка Иванчева, Радостина Петрова, Силвия Качулкова, Божидар Джуджев Невронна мрежа за предсказване на развитието на пукнатини, използваща бази данни от измеревания с тензорезистори	385
44. Деница Държанова, Петър Държанов Анализ на грешката при измерване на индуктивността на филтров дросел по схема с еталонен дросел	393
45. Николай Гуров, Божидар Джуджев Термоелектрически термометър за учебни цели	401
46. Божидар Джуджев, Веселка Иванчева, Силвия Качулкува	411
47. Николинка Христова	419
48. Иван Костов, Георги Иванов	429

# CONTENTS volume 62, Issue 2

1.	Snejana Yordanova <i>Fuzzy Smith Predictor for Nonlinear Plants with Time Delay based on Parallel</i> <i>Distributed Compensation</i>	15
2.	Bilyana Tabakova	25
	Stability of a Fuzzy Control System with Parallel Distributed Compensation Based Controller and Plant Predictor	
3.	Daniel Merazchiev Design and Investigation of Fuzzy Logic Algorithms for Control of Twovariable Plants	35
4.	Stanislav Enev	45
5.	Alexander Efremov       An Application of Artificial Neural Networks in the Credit Risk         Management Systems	53
<b>6</b> .	Alexander Efremov, Assen Todorov	61
7.	Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov <i>The Discrete Logarithm Problem in Finite Fields</i>	69
8.	Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov The Discrete Logarithm Problem on the Groups of Points of a Curve	79
9.	Emil Nikolov	89
1(	b. Emil Nikolov	99
11	. Vessela Karlova-Sergieva	107
12	2. Vessela Karlova-Sergieva	117
13	B. Nina Nikolova	127
14	I. Nina Nikolova	137
15	5. Tzanko Georgiev Modelling of Fermentation Processes for Amino Acid Production Using Infinitesimal Operators	147
16	b. Tsonyo Slavov, Olympia Roeva System for Real Time Optimal PID Control of Fed-Batch Cultivation Process	155

17. Antonia Pandelova	165
<b>18</b> . Damyan Damyanov, Vassil Galabov On the Impact of Duration of the Phase of Open Glottis on the Spectral Characteristics of the Phonation Process	173
<b>19.</b> Damyan Damyanov, Vassil Galabov Charecteristics the Model of Fant of Second Order on Speech Production	181
20. Aleksandar Marinchev Environment for Collecting Experimental Data to Study The Dynamics of Human Operator in Manual Control	189
21. Alexander Hotmar Investigation of Organizational Systems – Characteristics and Problems	197
22. Stefan Dikov Application of Optimal Control by Criteria Minimal Energy Consumption Over a Real Object	203
23. Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý	211
24. Štefan Kozák, Alena Kozáková Automatic Control Metods - History end Trends	221
25. Svetlana Savova, Nikola Nikolov Dynamic Properties of Mobile Welding Robots	227
26. Nadezhda Radeva Fractional Internal Model Control System with Two Degrees-of-Freedom	233
27. Violina Georgieva, Alexander Hadjidimitrov Using ERP Systems for Inventory Management Automation	241
28. Ivan Uliverov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov Determining the Rotor Time Constant of Induction Motor in Indirect Vector Control Systems Method	251
29. Docho Tsankov, Todor Ionkov, Evtim Yonchev Switchable Control Structures for Energy Efficient Control in Building Systems Climate	261
<b>30.</b> Mikho Mikhov, Marin Zhilevski <i>Options for Performance Improvement of Position Electric Drive for</i> <i>Milling Machines</i>	269
31. Boris Birisov, StefanAngelov Energy Efficient Control of Stone Cutting Processes	279
32. Vladimir Hristov	289
33. Valentin Nikolov, Vladimir Zamanov	297
34. Vladimir Zamanov, Atanas Dimitrov, Stanislav Simeonov Development of the Sensory System of an Investigaton Mobile Robot	303

35. Radoslav Vasilev, Dimitar Dimitrov Autonomous Mobile Robot for Research and Development of a Perceptual Anchoring System	313
36. Pavlin Nedelchev	323
37. Ivan Chavdarov, Tanio Tanev, Veselin Pavlov	331
<b>38</b> . Georgi Chipov, Valentin Nikolov, Jovko Handjiew, Veselin Pavlov	339
39. André Araújo, David Portugal, Micael S. Couceiro, Carlos M. Figueiredo, Rui P. Rocha	349
40. Micael S. Couceiro, J. Miguel A. Luz and Nuno M. F. Ferreira	359
41. Plamen Tzvetkov, George Milushev, Vessela Konstantinova, Ivan Kodjabashev, Nikolay Gourov, Vladislav Slavov	369
42. Plamen Tzvetkov, George Milushev, Vessela Konstantinova, Ivan Kodjabashev, Nikolay Gourov, Vladislav Slavov	377
<b>43</b> . Veselka Ivancheva, Radostina Petrova, Bozhidar Dzhudzhev, Silvia Kachulkova <i>Neural Networks for Forecasting Cracks Spread Using Strain Gauges' Data</i>	385
44. Denitsa Darzhanova, Petar Darjanov. Inductance Measurement Error Analyses for a Choke in a Scheme Relevant to the Use of a Standard Reactor	393
45. Nikolay Gourov, Bozhidar Dzhudzhev	401
46. Bozhidar Dzhudzhev, Veselka Ivancheva, Silvia Kachulkova	411
<b>47</b> . Nikolinka Christova Matematical Models for Plume Rise Evaluation of Exhausted Gases in Particular Meteorological Conditions	419
48. Ivan Kostov, Georgi Ivanov Study on Electromagnetic Compatibility of Induction Drives with Sinusoidal PWM in MATLAB® Environment	429

## Author's Index

	author	page		author	page
1	Aleksandar Marinchev	189	23	Georgi Chipov	339
2	Alena Kozáková	211, 221	24	Ivan Chavdarov	331
3	Alexander Efremov	53, 61	25	lvan Kodjabashev	369, 377
4	Alexander Hadjidimitrov	241	26	Ivan Trendafilov	69, 79
5	Alexander Hotmar	197	27	Ivan Uliverov	251
6	André Araújo	349	28	J. Miguel A. Luz	359
7	Antonia Pandelova	165	29	Jovko Handjiew	339
8	Assen Todorov	61	30	Mariana Durcheva	69, 79
9	Atanas Dimitrov	303	31	Marin Zhilevski	269
10	Bilyana Tabakova	25	32	Micael S. Couceiro	349, 359
11	Boris Birisov	279	33	Mikho Mikhov	269
12	Bozhidar Dzhudzhev	385, 401, 411	34	Nadezhda Radeva	233
13	Carlos M. Figueiredo	349	35	Nikola Nikolov	227
14	Damyan Damyanov	173, 181	36	Nikolay Gourov	369, 377, 401
15	Daniel Merazchiev	35	37	Nikolinka Christova	419
16	David Portugal	349	38	Nina Nikolova	127, 137
17	Denitsa Darzhanova	393	39	Nuno M. F. Ferreira	359
18	Dimitar Dimitrov	313	40	Olympia Roeva	155
19	Docho Tsankov	261	41	Pavlin Nedelchev	323
20	Emil Nikolov	89, 99	42	Petar Darjanov	393
21	Evtim Yonchev	251, 261	43	Plamen Tzvetkov	369, 377
22	George Milushev	369, 377	44	Radoslav Vasilev	313

## Author's Index

	author	page		author	page
45	Radostina Petrova	385	59	Tsonyo Slavov	155
46	Rui P. Rocha	349	60	Tzanko Georgiev	147
47	Silvia Kachulkova	385, 411	61	Valentin Nikolov	297, 339
48	Snejana Yordanova	15	62	Vassil Galabov	173, 181
49	Stanislav Enev	45	63	Veselin Pavlov	331, 339
50	Stanislav Simeonov	303	64	Veselka Ivancheva	385, 411
51	Štefan Bucz	211	65	Vessela KSergieva	107, 117
52	Stefan Dikov	203	66	Vessela Konstantinova	369, 377
53	Štefan Kozák	221	67	Violina Georgieva	241
54	Stefan Angelov	279	68	Vladimir Hristov	289
55	Svetlana Savova	227	69	Vladimir Zamanov	297, 303
56	Tanio Tanev	331	70	Vladislav Slavov	369, 377
57	Todor lonkov	251, 261	71	Vojtech Veselý	211
58	Ivan Kostov	429	72	Georgi Ivanov	429



#### РАЗМИТ РЕГУЛАТОР НА СМИТ ЗА НЕЛИНЕЙНИ ОБЕКТИ С ЧИСТО ЗАКЪСНЕНИЕ НА ПРИНЦИПА НА ПАРАЛЕЛНО РАЗПРЕДЕЛЕНА КОМПЕНСАЦИЯ

#### Снежана Йорданова

**Резюме:** Предложен е метод за синтез на размит Смит предиктор (РСП) за нелинеен обект със закъснение. РСП е изграден на база на Takagi-Sugeno-Kang (TSK) размит модел на обекта, съставен от локални линейни обекти със значителни чисти закъснения. Използва се принципът на Паралелно Разпределена Компенсация (ПРК) и локалните линейни регулатори се синтезират като класически Смит предиктори за съответните локални обекти за компенсиране на закъсненията им. Изведени са условия на Ляпунов за анализ на устойчивостта на глобалната размита система като линейни матрични неравенства. Синтезиран е РСП за управление на температурата в лабораторна пещ и затворената система е изследвана чрез симулация.

**Ключови думи:** закъснение, нелинеен обект, паралелно разпределена компенсация, размит Смит предиктор, симулация, устойчивост

#### FUZZY SMITH PREDICTOR FOR NONLINEAR PLANTS WITH TIME DE-LAY BASED ON PARALLEL DISTRIBUTED COMPENSATION

#### Snejana Yordanova

**Abstract:** A method for the design of fuzzy Smith predictor (FSP) for a nonlinear plant with time delay is developed. The FSP is based on Takagi-Sugeno-Kang (TSK) plant model, comprised of linear local plants with significant time delays. The principle of Parallel Distributed Compensation (PDC) is employed and the local linear controllers are designed as classical Smith predictors for the corresponding local linear plants aiming at compensation of their time delays. Lyapunov conditions for analysis of the global fuzzy system stability are suggested in the form of linear matrix inequalities. A FSP is designed for the control of the temperature in a laboratory furnace and the closed loop system is investigated via simulations.

*Keywords: fuzzy Smith predictor, nonlinear plant, parallel distributed compensation, simulation, stability, time delay compensation* 

#### **1. INTRODUCTION AND PRELIMINARY INVESTIGATIONS**

In the development of fuzzy control there have emerged two main approaches. The first one is the model-free expert Mamdani controller [1-4]. The recent and the more

advanced is the model-based approach, built on dynamic fuzzy Takagi-Sugeno-Kang (TSK) plant model [5-7]. The TSK plant model allows modelling of any nonlinear plant by local linear plant models in the conclusions of the fuzzy rules and blending the qualified conclusions of the activated rules by the inference mechanism. According to the Parallel Distributed Compensation (PDC) the fuzzy logic controller (FLC) and the TSK plant model have fuzzy rules with common premises. Each conclusion is a local linear controller - usually a state feedback, designed to compensate the corresponding fuzzy rule in the plant [4-10]. Thus the PDC controllers have only a few rules – one for each plant model. The PDC-TSK approach is gaining popularity for being systematic in considering system stability, robustness and performance and also for the use of the well-developed linear control technique for the design of the local controllers.

The PDC fuzzy logic controller design is decomposed into local linear controllers design from the requirement to ensure local linear systems stability and robustness and a global fuzzy nonlinear system stability analysis, employing Lyapunov stability direct method and Linear Matrix Inequalities (LMIs) numerical technique [4-8, 10] for solving the Lyapunov stability conditions. The local controllers design and the Lyapunov global system stability problem may become computationally hard and even insolvable for plants with immeasurable state variables, time delay and model uncertainties.

Most industrial processes are inertial complex nonlinear time-varying plants with significant time delay [4, 8-12]. Fortunately the nonlinear plant in most cases can be represented by a TSK plant model of finite number of local linear models with time delay, each for a given operation sub-domain. This makes the application of the advanced and simple fuzzy PDC-TSK approach suitable for achieving of the high performance demands to the control of such plants as it accounts for the time delay, the nonlinearity, the model uncertainty and complexity [4-10]. The significant time delay and the nonlinearity of both plant and controller make system stability and robustness essential for the practical feasibility of the designed control system [4-8, 10].

Different new developments, based on linear control analogies, have been proposed to the classical PDC-TSK approach [5-7] in case of local plants with immeasurable state space variables, time delay and model uncertainty. Dynamic PI local controllers are designed in [4, 8-9]. A fuzzy internal model controller (FIMC) is suggested in [10] to compensate plant model uncertainty.

The aim of the present investigation is to develop a method for the design of a fuzzy Smith predictor (FSP) for a nonlinear plant with local low order linear plant models with relatively significant time delays. The FSP is PDC-TSK based with dynamic local controllers, which are derived on the principle of linear Smith predictor to ensure local linear systems stability and to improve their performance by compensating the corresponding local plant time delay.

The time delay is due to modelling error, distribution in space of the parameters of the plant, high order or multi-capacitance of the plant, transport delay, inertia caused by finite rate of reactions, restricted flow velocities, time required to overcome resistance, etc. The pure time delay reflects the total effect of transient, transport and approximation delays. Plants with time delay are difficult to control since the control

action is not felt right away. Stability constraints should be carefully observed as well. In case of high relative time delay  $\tau/T > 0.5$  with respect to plant model time constant *T*, special measures for compensation of the time delay are recommended in order to improve system stability and performance [11, 12]. The Smith predictor is one of the most popular.

The block diagram of a control system with a Smith predictor is shown in Fig.1. A plant model with transfer function with time delay  $P_0(s)e^{-\tau s}$  represents the plant. The Smith predictor R(s) consists of a conventional controller C(s), enclosed by a feedback  $C_{\rm fb}(s)$ , and has the following transfer function:

$$R(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)C_{\rm fb}(s)}.$$
(1)

The necessary feedback  $C_{\rm fb}(s)$ , derived to ensure no time delay in the characteristic equation of the closed loop system, is:

$$C_{\rm fb}(s) = P_{\rm o}(s)[1 - e^{-\tau s}]$$
 (2)

As seen from (2),  $C_{\rm fb}(s)$  depends entirely on the plant model. Substituting (2) in (1) results in:

$$R(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)P_{0}(s)[1 - e^{-\tau s}]}.$$
(3)

The stability of the closed loop system is not influenced by the time delay  $\tau$  as it is not present in the denumerator of the transfer function of the closed loop system with the Smith predictor:

$$\Phi_{\text{Smith}}(s) = \frac{R(s)P_{o}(s)e^{-\tau s}}{1+R(s)P_{o}(s)e^{-\tau s}} = \frac{C(s)P_{o}(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)C_{\text{fb}}(s)+C(s)P_{o}(s)e^{-\tau s}} = \frac{C(s)P_{o}(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)P_{o}(s)}$$

**Fig.1.** Block diagram of a closed loop system with Smith predictor R(s)

This allows for  $P_{o}(s) = \frac{K}{Ts+1}$  a PI controller  $C(s) = K_{p}(1+1/T_{i}s)$  to work with a very

great gain  $K_p$  without violation of system stability as the open loop system  $C(s).P_o(s)$  is of second order and its Nyquist plot never crosses the negative abscise axis – the system remains stable at high controller's gain. This ensures high dynamic accuracy, insensitivity to model uncertainty and good disturbance filtration can be ensured.

Despite of the advantages of the Smith predictor its industrial application is still not widely spread due to the difficulties in the completion of the necessary feedback  $C_{\rm fb}(s)$  and the high demand for precise plant model parameters. System performance may be greatly deteriorated in case of deflection between plant and model parameters caused by model uncertainties, changes of plant parameters with time or with the shift of the operation point along nonlinear characteristics, etc.

In order to make the Smith predictor more robust and to extend its application to nonlinear plants a method for the design of FSP on PDC-TSK scheme is suggested in the next chapter 2. In chapter 3 a FSP for the air temperature in a laboratory furnace is developed. Simulation investigations of the system with the FSP are described in chapter 4. The final chapter 5 contains analysis of results and conclusion and outlines the future work.

#### 2. METHOD FOR THE DESIGN OF FUZZY Smith PREDICTOR

The fuzzy Smith predictor is based on the PDC-TSK scheme. It requires a TSK plant model, derived from identification for industrial processes with time delay in [4, 8-10]. Experimentally recorded plant step responses in different operation points are approximated by Ziegler-Nichols models. Then sub-domains of linearisation are determined by grouping similar adjacent step responses, to which correspond models with close parameters. In each sub-domain an average Ziegler-Nichols model  $P_i(s) = K_i (T_i s+1)^{-1} e^{-\tau_i s} = P_{io}(s) e^{-\tau_i s}$  is computed, which is accepted as the local linear plant in the corresponding fuzzy rule of the TSK plant model. The sub-domains are recognized by the plant output y(t) or its reference  $y_r(t)$ . When under closed loop control, the plant output follows the reference  $y_r$  and smoothly passes through all sub-domains from the current to the final. This causes the model parameters  $K_i$ ,  $T_i$  and  $\tau_i$  to vary with the operation point or the sub-domain.

Each local linear controller is designed as a Smith predictor to compensate one local linear plant and its relatively great time delay. Thus each local closed loop system has the block diagram, depicted in Fig.1. After an equivalent transformation, shown in Fig.2, the resemblance with a system with Internal Model Controller (IMC) Q(s) becomes obvious [10, 12]. The local IMCs, however, have transfer functions  $Q_i(s)=[P_i(s)]^{-1}F_i(s)$ . The filter  $F_i(s)$  is designed to make proper the transfer function

of the ideal controller  $Q_i^{o}(s) = [P_i(s)]^{-1}$  for precise plant model



**Fig.2.** Equivalence of systems with Smith predictor R(s) and internal model controller Q(s)

 $P_{\rm i}$  (s) and no noise and disturbances, and also to ensure no steady state error for step inputs. The non-minimal phase plant time delay can be omitted in obtaining the inverse plant and the result is the following:

$$Q_{i}(s) = [P_{io}(s)]^{-1} \cdot F_{i}(s) = [(T_{i} \ s+1)/K_{i}] \cdot (\lambda s+1)^{-1}.$$
(4)

The time constant  $\lambda$  of the filter is the only tuning parameter. It is selected to be small for fast system step response but also high enough to satisfy the system robustness criterion [4, 10].

In the Smith predictor from Fig.2 with  $C_i(s)$  a PI controller is obtained:

$$Q_{i}(s) = C_{i}(s) \cdot [1 + C_{i}(s) P_{io}(s)]^{-1}$$

$$Q_{i}(s) = K_{pi}(1 + 1/T_{ii}s) \cdot [1 + K_{i} \cdot K_{pi} \cdot (1 + 1/T_{ii}s) \cdot (T_{i}s + 1)^{-1}]^{-1} =$$

$$= K_{pi} \cdot (T_{i}s + 1) \cdot (T_{ii}s + 1) \cdot [T_{ii}s \cdot (T_{i}s + 1) + K_{i} \cdot K_{pi} \cdot (T_{ii}s + 1)]^{-1}.$$
 (5)

The classical controller  $C_i(s)$  in the Smith predictor is tuned to have a great gain  $K_{pi}$  and employing some empirical tuning method can have  $T_{ii} = T_i$  [11]. Then (5) is simplified to the following expression:

$$Q_{i}(s) = K_{pi} \cdot (T_{i} s+1)(T_{i} s+K_{i} \cdot K_{pi})^{-1} = [(T_{i} s+1)/K_{i}] \cdot \{[T_{i}/(K_{i} \cdot K_{pi})]s+1\}^{-1} \cdot (6)$$

From the analogy between (4) for the IMC and (6) for the Smith predictor it can be established that:

$$\lambda = T_{\rm i} / (K_{\rm i} . K_{\rm pi}), \tag{7}$$

which for the selected great gain  $K_{pi}$  can turn out to be very small and may not satisfy robustness criteria.

The transfer function (6) for  $K_i \cdot K_{pi} > 1$  is that of a PD controller (a time lead element)  $Q_i(s) = C_{PDi}(s) = (1//K_i) \cdot (T_i s + 1) \cdot (\lambda s + 1)^{-1}$  with a gain  $K_{pdi} = 1//K_i$  and a differentiating time constant  $T_{di} = T_i$ . The maximal value for t=0 and considering (7) is  $T_i/(K_i \cdot \lambda) = K_{pi}$  and is high.



**Fig.3.** A system with Smith predictor R(s) based on internal model controller Q(s)

The derivation of the conclusions in the fuzzy rules in the TSK model of the FSP requires transformation of the system in Fig.2 into the system in Fig.3. Also the following assumptions are accepted:

1)  $\lambda_i$  can be neglected as comparatively small with respect to  $\tau_i - \lambda_i <<\tau_i$  since for great  $K_{pi} - K_i \cdot K_{pi} > 1$  and hence  $\lambda_i < T_i$ , on the other hand the Smith predictor is used when  $T_i < \tau_i$ , so  $\lambda_i < T_i, <\tau_i$ , in this case  $F_i(s) = 1$ ;

2) the time delay can be approximated by the linear term in the Taylor's series expansion -  $e^{-\tau_i^0 s} \approx (\tau_i^0 s + 1)^{-1}$ .

Under these assumptions the Smith predictor is derived as follows:

$$R_{i}(s) = \frac{Q_{i}(s)}{1 - Q_{i}(s)P_{io}(s)e^{-\tau_{i}s}} = \frac{C_{PDi}(s)}{1 - P_{io}(s)[P_{io}(s)]^{-1}F_{i}(s)e^{-\tau_{i}s}}$$

$$= \frac{C_{PDi}(s)}{1 - F_{i}(s)e^{-\tau_{i}s}} = C_{PDi}(s) \cdot \frac{\tau_{i}s + 1}{\tau_{i}s} = C_{PDi}(s) \cdot C_{PIi}(s)$$
(8)

As seen from (8) the local Smith predictors are comprised of connected in series local linear controllers PD and PI with gain 1 and integral action time  $\tau_i$ . This determines the suggested structure of the PDC FSP, shown in Fig.4. It consists of two PDC controllers in series – a PD and an incremental PI. The necessary integrator can be referred to the plant like in [4, 8-10]. The scaling factors normalise the inputs in the range [-1,1]. For a given maximal expected error magnitude  $|e_{\text{max}}| - K_e = K_{\text{de}} = 1/|e_{\text{max}}|$  and considering that  $|u_{\text{PDmax}}| = K_{\text{pimax}} \cdot |e_{\text{max}}| - K_{\text{uPD}} = 1/(K_{\text{pimax}} \cdot |e_{\text{max}}|)$ .



**Fig.4.** PDC Smith predictor *R*(*s*)

The fuzzy rules of the plant and the PDC Smith controller are respectively: **R<sub>i</sub>: IF** y(t) is M<sub>i1</sub> **AND** e(t) is M<sub>i2</sub> **AND**  $\dot{e}(t)$  is M<sub>i3</sub>

$$\begin{aligned} \textbf{THEN.} & \begin{vmatrix} \dot{x}_{i}(t) = A_{io} x_{i}(t) + B_{id} \dot{u}_{i}(t - \tau_{i}) \\ y_{i}(t) = C_{i} x_{i}(t) \end{vmatrix} & (9) \\ \textbf{R}_{i1} : \textbf{IF } y(t) \text{ is } M_{i1} \textbf{ AND } e(t) \text{ is } M_{i2} \textbf{ AND } \dot{e}(t) \text{ is } M_{i3} \\ \textbf{THEN } u_{PDi}(t) = -F_{PDi} x_{i}(t) + G_{PDi} x_{r} & (10a) \\ \text{ or } u_{PDi}(t) = K_{pdi} e(t) + K_{pdi} . T_{di} . \dot{e}(t), \\ \textbf{R}_{i2} : \textbf{IF } y(t) \text{ is } M_{i1} \textbf{ AND } u_{PD}(t) \text{ is } M_{i4} \textbf{ AND } \dot{u}_{PD}(t) \text{ is } M_{i5} \\ \textbf{THEN } \dot{u}_{Pli}(t) = F_{Pli} x_{PDi}(t) & (10b) \\ \text{ or } \dot{u}_{Pli}(t) = (1/\tau_{i}) u_{PD}(t) + \dot{u}_{PD}(t), \end{aligned}$$

where:  $M_{ij}$  are linguistic values, defined as membership function (MF) of fuzzy sets;  $x(t) \in \mathbf{R}^n$  is the state vector;  $u(t) \in \mathbf{R}^m$  is the input control vector;  $y(t) \in \mathbf{R}^q$  is the output vector;  $e(t) = y_r - y(t)$  is the error in the closed loop system for constant reference  $y_r$ 

$$(\dot{e}(t) = -\dot{y}(t)); \ x_{i}(t) = \begin{bmatrix} x_{i1}(t) = y(t) \\ x_{i2}(t) = \dot{x}_{i1}(t) \end{bmatrix}; \ x_{r} = \begin{bmatrix} x_{r1} = y_{r} \\ x_{r2} = 0 \end{bmatrix}; \ A_{io} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/T_{i} \end{bmatrix}; \ B_{id} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_{i} & /T_{i} \end{bmatrix};$$
$$C_{i} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \ F_{PDi} = \begin{bmatrix} K_{pdi} & K_{pdi} \cdot T_{di} \end{bmatrix}; \ G_{PDi} = \begin{bmatrix} K_{pdi} & 0 \end{bmatrix}; \ x_{PDi}(t) = \begin{bmatrix} x_{PDi1}(t) = u_{PDi1}(t) \\ x_{PDi2}(t) = \dot{x}_{PDi1}(t) \end{bmatrix};$$
$$F_{r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \ F_{PDi} = \begin{bmatrix} K_{pdi} & K_{pdi} \cdot T_{di} \end{bmatrix}; \ G_{PDi} = \begin{bmatrix} K_{pdi} & 0 \end{bmatrix}; \ x_{PDi}(t) = \begin{bmatrix} x_{PDi1}(t) = u_{PDi1}(t) \\ x_{PDi2}(t) = \dot{x}_{PDi1}(t) \end{bmatrix};$$

 $F_{\rm PIi} = [1/\tau_i \ 1].$ 

The state vector  $x_i(t)$  can be extended with  $x_{PDi}(t)$  to yield:

$$x_{i}^{e}(t) = \begin{bmatrix} x_{i1}(t) = y(t) \\ x_{i2}(t) = \dot{x}_{i1}(t) \\ x_{i3}(t) = u_{PD}(t) \\ x_{i4}(t) = \dot{x}_{i3}(t) \end{bmatrix}.$$

As a result the defined vectors and matrices will be converted into blocks from the new block vectors or matrices – for instance  $A_{io}^e = \begin{bmatrix} A_{io_{2x2}} & 0_{2x2} \\ 0_{2x2} & 0_{2x2} \end{bmatrix}$ ,  $B_{id}^e = \begin{bmatrix} B_{id_{2x1}} \\ 0_{2x1} \end{bmatrix}$ ,  $C_i^e = \begin{bmatrix} C_{i_{1x2}} & 0_{1x2} \end{bmatrix}$ ,  $x_r^e = \begin{bmatrix} x_{r_{2x1}} \\ 0_{2x1} \end{bmatrix}$ ,  $F_i = [F_{PDi} \quad F_{PIi}]$ ,  $G_i = [G_{PDi} \quad 0]$ .

Then the global system stability can be proved by applying the derived in [4, 8] Lyapunov sufficient conditions. The system (9), (10a), (10b) is quadratically stable if there exist matrices P>0, and Q>0 such that the following matrix inequalities are satisfied for i, j=1...r, j>i:

$$PA_{\rm to}^{\rm e} + A_{\rm io}^{\rm e^{\rm T}}P + PB_{\rm td}^{\rm e}F_{\rm i}Q^{-1}F_{\rm i}^{\rm T}B_{\rm id}^{\rm e^{\rm T}}P + Q < 0$$

$$P.0.5(A_{\rm io}^{\rm e} + A_{\rm jo}^{\rm e}) + [0.5(A_{\rm io}^{\rm e} + A_{\rm jo}^{\rm e})]^{\rm T}P + +0.5(B_{\rm id}^{\rm e}F_{\rm j}Q^{-1}F_{\rm j}^{\rm T}B_{\rm id}^{\rm e^{\rm T}} + B_{\rm jd}^{\rm e}F_{\rm i}Q^{-1}F_{\rm i}^{\rm T}B_{\rm jd}^{\rm e^{\rm T}}) + Q \le 0$$
(11)

#### 3. DESIGN OF FUZZY Smith PREDICTOR FOR AIR TEMPERATURE CONTROL

The developed method for the design of FSP is applied for the control of the air temperature in a laboratory furnace [10]. The experimental study showed three linearisation sub-domains, represented by Ziegler-Nichols plant models with average for the sub-domain parameters, given in Table 1.

The FSP is designed using MATLAB<sup>TM</sup> [13]. Each of the two PDC has three fuzzy rules according to (10a) and (10b) respectively – one for each linear sub-domain. The two PDC rule bases are identical. The conclusion is a different deterministic function of the inputs in each rule and different for the PD and the PI PDCs and depends only on the local plant parameters. The inputs are  $[y_r \ e \ e]$  for the PD controller and  $[y_r \ u_{PD} \ u_{PD}]$  – for the PI controller. The temperature range is  $[0\div80]$  °C and the maximal expected error  $|e_{max}|=10$ °C. The control action is bounded in the range  $[0\div2]$  V. The fuzzy units inputs are normalized –  $e, \ e, \ u_{PD}$  and  $u_{PD}$  in the range  $[-1\div1]$  °C, and  $y_r$  -

in the range  $[0\div1]$  °C. The denormalisation factor at the output of the fuzzy unit, which serves also as an integrator gain, is fine tuned by simulation experimentations to  $K_{duPI} = 1.2$ . The derivatives  $\dot{e}$  and  $\dot{u}_{PD}$  are obtained at the output of a noise resistive first order differentiators s/(s+1). The MFs for  $y_r$  shown in Fig.5 with "H" - high, "N<sub>ref</sub>" - normal and "L" – low, are designed to map the relative location of the sub-domains. Only they matter in distinguishing the linearisation sub-domains.

Table 1. Local plants parameters

Plant model	K <sub>i</sub>	T <sub>i</sub>	$ au_{\mathrm{I}}$
parameters	°C/V	min	min
Sub-domain 1	66	8	14
Sub-domain 2	10	6	10
Sub-domain 3	50	9	8



**Fig.5.** Membership functions for  $y_r(t)$ 

#### 4. SIMULATION INVESTIGATIONS OF THE FUZZY SMITH PREDICTOR CLOSED LOOP SYSTEM

The closed loop system with the designed PDC-Smith controller is studied by simulation in Simulink of MATLAB<sup>TM</sup> [13]. Its performance is assessed in comparison to several control systems with:

- PDC-PI controller, designed according to [8];

- PDC-FIMC designed in [10] with denormalisation factor of 1.2.

The simulation is carried out with nominal and perturbed plant in order to assess robustness. The used Simulink TSK nominal and perturbed plant models are developed in [10] to reproduce the experimental step responses in the different operation points. The step responses are shown in Fig. 6. The main performance indices – settling time  $t_s$ , min, overshoot  $\sigma$ , % and maximal deviation between



Fig.6. Step responses of systems with PDC controllers - FSP, PI and FIMC

System	FSP	PI	FIMC
$t_{\rm s}$ , min	300/150	500/300	150/170
σ, %	0/0	0/0	0/10
$ \Delta y_{max} , {}^{o}C$	2.5	2	3.5

**Table 2.** Systems performance for nominal/perturbed plant

outputs of systems with nominal and perturbed plants  $|\Delta y_{max}|$ , °C, as a measure for robustness, are given in Table 2.

#### **5. ANALYSIS OF RESULTS AND CONCLUSION**

The main contributions of the present investigation conclude in the following.

A method for the design of Smith predictor for nonlinear plants with significant time delays is suggested on the basis of the fuzzy PDC-TSK approach.

Lyapunov stability conditions in the form of Linear Matrix Inequalities are proposed to prove global fuzzy system stability.

The method is applied in the design of a FSP for the air temperature in a laboratory furnace.

The Simulink-based simulation investigations show that the system with the designed fuzzy PDC Smith predictor has fast step response, no overshoot and good robustness. It outperforms the system with PDC-FIMC, designed from robustness requirements, and demonstrates good compensation of the time delay when compared to the system with PDC-PI controller.

#### ACKNOWLEDGEMENT

This investigation is supported by project NIS-122ПД0027-08/2012 funded by the Research Centre of the Technical University of Sofia.

#### REFERENCES

[1] Reznik L. (1997), *Fuzzy Controllers*, Newnes, Melbourne, 1997.

[2] Driankov D., Hellendoorn H., Reinfrank M. (1993), An Introduction to Fuzzy control, Springer-Verlag, NY, 1993.

[3] Yager R., Filev D. (1994), *Essentials of Fuzzy Modelling and Control*, John Wiley & Sons, Inc., N.Y., 1994.

[4] Yordanova S. (2012), *Design of Fuzzy Logic Controllers for Robust Process Control*, KING, S., 2011. (in Bulgarian)

[5] Tanaka K., Wang H. (2001), *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[6] Lam H., Leung F. (2007), *LMI-Based Stability and Performance Conditions for Continuous-Time Nonlinear Systems in Takagi–Sugeno's Form*, IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, Part B, vol. 37, No 5, 2007, pp. 1396-1406.

[7] Yoneyama J. (2007), New Robust Stability Conditions and Design of Robust Stabilizing Controllers for Takagi–Sugeno Fuzzy Time-Delay Systems, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 15, No 5, 2007, pp. 828-839.

[8] Yordanova S. (2009), *Lyapunov Stability and Robustness of Fuzzy Process Control System with Parallel Distributed Compensation*, J. Information Technologies and Control, Bulgarian Union of A&I, Year VII, No 4, 2009, pp.38-48.

[9] Yordanova S., Tabakova B. (2009), *Robust Fuzzy Parallel Distributed Compensation PI Control of Non-Linear Plant*, Proc. 8th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases – AIKED'09, Cambridge, UK, 21-23 Feb., 2009, pp.128-133.

[10] Yordanova S., Tashev T. (2012), *Fuzzy Internal Model Control of Nonlinear Plants with Time Delay based on Parallel Distributed Compensation*, WSEAS Trans. on Circuits and Systems, Issue 2, Vol.11, 2012, pp. 56-65, E-ISSN:2224-266X [11] Stephanopoulos G. (1984), *Chemical Process Control. An Introduction to Theory and Practice*, Prentice Hall, 1984.

[12] Morari M., Zafiriou B. (1989), *Robust Process Control*, Prentice Hall, N.J., 1989.

[13] MATLAB – Fuzzy Logic Toolbox. User's Guide, Mathworks, Inc., 1992.

Автор: Снежана Йорданова, проф. д-р, катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, *email: sty@tu-sofia.bg* 

Author: Snejana Yordanova, Prof. Dr, dept. Continuous Processes Control, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, *email: sty@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



#### УСТОЙЧИВОСТ НА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ С РАЗМИТ РЕГУЛАТОР НА ПРИНЦИПА НА ПАРАЛЕЛНО РАЗПРЕДЕЛЕНА КОМПЕНСАЦИЯ И ПРЕДИКТОР НА ОБЕКТА

#### Биляна Табакова

**Резюме:** В работата се разглеждат проблемите за устойчивост на системи с размито управление (СРУ), които са синтезирани на принципа на паралелно разпределената компенсация (ПРК) с прогнозиране на обекта. Предложен е метод за изследване на устойчивост, изведен от условията за устойчивост на Ляпунов, които се решават с помощта на линейно - матрични неравенства (ЛМН). Ефективността на метода се оценява чрез прилагането му при синтеза на ПРК размити регулатори (PP) с прогнозиране за управление на термодинамичен обект.

**Ключови думи:** ЛМН, РР, ПРК СРУ, системи с предикторно управление, устойчивост на размити системи

#### STABILITY OF A FUZZY CONTROL SYSTEM WITH PARALLEL DISTRIBUTED COMPENSATION BASED CONTROLLER AND PLANT PREDICTOR

#### Bilyana Tabakova

Abstract: This paper addresses the problems of the stability of fuzzy control systems (FCS) with plant predictor based on the principle of the parallel distribution compensation (PDC). A method for stability analysis of such systems is suggested. The method is an extension of the Lyapunov stability conditions, which are solved by the means of Linear Matrix Inequalities (LMI). The effectiveness of the developed method is assessed by its application to PDC FCS design for temperature control

Keywords: fuzzy controllers, FCS with predictors, LMI, PDC FCS, stability of FCS

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В исторически план концепцията за паралелно разпределена компенсация (ПРК) е представена като процедура за проектиране на размит регулатор (РР), базиран на модел на обекта [1]. До този етап проблемите за устойчивостта на проектираните системи с размито управление (СРУ) не са решавани при синтеза им. Последвалите разработки се фокусират върху подобряването на процедурите по

проектиране и анализа на устойчивост [2]. За пръв път терминът "паралелно разпределена компенсация" (ПРК) се въвежда през 1995 [3]. Паралелно разпределената компенсация предлага процедура за проектиране на РР при наличие на Такаги-Сугено (Т-С) модел за обекта [4,5]. Всяко правило на РР компенсира съответното правило от Т-С модела на обекта. Проектираният регулатор и обектът имат една и съща предикатна част в размитите правила.

#### 2.УПРАВЛЕНИЕ НА ПРИНЦИПА НА ПРК С ПРОГНОЗИРАНЕ НА ОБЕКТА

#### 2.1. Т-С МОДЕЛИРАНЕ НА ПРК СРУ

T-C моделите са комбинация от размити IF-THEN правила, представящи нелинейната система като сбор от локални линейни входно - изходни зависимости. Правило *i* на T-C модела на обекта е от вида:

IF 
$$z_1(t)$$
 is  $M_{i1}$  AND ...  $z_p$  is  $M_{ip}$  THEN   

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + a_i \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \dot{t} = 1, 2, ..., r(1)$$

z(t) е вектор с елементи  $z_1(t), ..., z_p(t)$  - предварително известни лингвистични променливи, които могат да бъдат функции на променливите на състоянието, външните смущения или времето.  $M_{ip}$  е размито множество (PM), r е броят на правилата,  $x(t) \in R^n$  е вектор на състоянието,  $u(t) \in R^m$  е входният вектор,  $y(t) \in R^q$  е изходният вектор,  $A_i \in R^{n \times n}$ ,  $B_i \in R^{n \times m}$ ,  $a_i \in R^{n \times m}$  и  $C_i \in R^{q \times n}$  са матрични параметри.

За всяка двойка (x(t), u(t)) крайното заключение се изчислява по следния начин:

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t))} = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}$$
(2)

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t)) C_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t))} = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) C_i x(t)$$
(3)

където  $w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^n M_{ij}(z_j(t)), \quad h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{l=1}^r w_l(z(t))}$ 

 $M_{ii}(z_i(t))$  е степента на принадлежност на  $z_i(t)$  към  $M_{ii}$ .

За размитите модели на обекта (1) получените правила на ПРК РР са от вида [6]:

IF 
$$z_1(t)$$
 is  $M_{i1}$  AND...AND  $z_p(t)$  is  $M_{ip}$  THEN  $u(t) = -F_1 x(t), i = 1, 2, ..., r$  (4)

Локалните регулатори в заключенията на правилата на PP реализират обикновено обратна връзка по състояние. Управлението след деразмиване на изхода на ПРК PP се представя в следния вид:

$$u(t) = -\frac{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t)) F_i x(t)}{\sum_{i=1}^{r} w_i(z(t))} = -\sum_{i=1}^{r} h_i(z(t)) F_i x(t)$$
(5)

Проектирането на ПРК РР се състои в определянето на локалните коефициенти  $F_i$ , като се отчитат изискванията за устойчивост на локалните линейни затворени системи и за качество на управлението. Устойчивостта на глобалната СРУ се изследва по метода на Ляпунов [6,8].

#### 2.2. ПРК СРУ С ПРЕДИКТОР ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА НЕЛИНЕЕН ОБЕКТ

Системите с ПРК управление с прогнозиране на поведението на обекта (фиг.1) се състоят най-общо от: 1) обобщен обект, подложен на смущения  $y_{cm}$ , който включва в себе си управлявания процес, изпълнителен механизъм, измервателни устройства; 2) ПРК регулатор и 3) Сугено невронно-размит (НР) предиктор, интегриран в обратната връзка на системата [7]. Подобен род СРУ се прилагат за управление на промишлени обекти, които се характеризират с инерционност, нелинейност или наличие на закъснение.



Фиг.1. Структура на ПРК СРУ с предиктор

Нелинейният обект може да се апроксимира с краен брой линейни модели от първи ред със закъснение в различните работни режими [7,10]. За всеки линеен модел се синтезира скоростен ПИ линеен регулатор, а интеграторът от допълнителната обработка се отчита в обекта. Така се получават Т-С моделите на обекта и ПРК регулатора, размитите правила на които са съответно:

#### $\mathbf{R}_{i}$ : IF y(t) is $M_{i1}$ AND e(t) is $M_{i2}$ AND $\dot{e}(t)$ is $M_{i3}$

THEN 
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_{i}x(t) + B_{i}u(t - \tau_{i}) \\ y(t) = C_{i}x(t) \end{cases}$$
(6)

$$\mathbf{R}_{i}$$
: IF  $y(t)$  is  $M_{i1}$  AND  $e(t)$  is  $M_{i2}$  AND  $\dot{e}(t)$  is  $M_{i3}$ 

**THEN** 
$$\dot{u}(t) = F_i x_i(t) + G_i x_r$$
 (7)

или 
$$\dot{u}(t) = K_{\text{pl}}\dot{\sigma}(t) + \frac{K_{\text{pl}}}{T_{\text{H}}}.\sigma(t)$$

 $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$ ,  $F_i$ ,  $G_i$  са матрици, които се изчисляват от параметрите на обекта и на изледваната СРУ.

Трите входа на ПРК РР са: y(t)- изход на обекта, e(t)-разсъгласуването на изхода от заданието  $y_{\mathbf{s}}(t)$  (грешка на системата) и  $\dot{e}(t)$ -производна на грешката  $z^{\mathrm{T}} = [\mathbf{y} \cdot \mathbf{e} \cdot \mathbf{e}]$ . Единственият изход на регулатора е скоростта на управлението  $\dot{u}(t)$ . Решаването на правилата (6) и (7) с използване на метода на деразмиване "център на тежестта" (СоG) води до [6]:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r} h_{i}^{2}(z) \{A_{io}x(t) - B_{id}F_{i}x(t-\tau_{i})\} + 2\sum_{i=1}^{r} \sum_{j>i}^{r} h_{i}(z)h_{j}(z).0.5 \{(A_{io} + A_{jo})x(t) - (B_{id}F_{j} - B_{id}F)x(t-\tau_{i})\}$$
(8)

Невронно-размитият предиктор от фиг.1 се синтезира по събрани и нормирани данни от работата на системата с ПРК РР и се включва в обратната връзка, за да предоставя изпреварваща информация на ПРК РР за изхода на обекта [7]. Ролята му е да прогнозира поведението на обекта след време  $t_{np}=h.\Delta t$ , където  $\Delta t$  е тактът на дискретизация, а h е хоризонтът на предсказване.

#### 2.3. УСЛОВИЯ НА ЛЯПУНОВ ЗА УСТОЙЧИВОСТ НА СРУ С ПРК РР

Затворената система (6)-(7) е квадратично устойчива, ако съществуват положително определени матрици Р и Q, които да удовлетворяват следните линейноматрични неравенства (ЛМН) за *i*, j=1...r, j > i [6,8]:

$$PA_{io} + A_{io}^{T}P + PB_{id}F_{i}Q^{-1}F_{i}^{T}B_{id}^{T}P + Q < 0$$
(9)

$$P.0.5(A_{io} + A_{jo}) + [0.5(A_{io} + A_{jo})]^T P + 0.5(B_{id}F_jQ^{-1}F_j^TB_{id}^T + B_{jd}F_iQ^{-1}F_i^TB_{jd}^T) + Q \le 0$$
(10)

Окончателните ЛМН [8, 9]се получават след прилагане на допълнението на Шур и като се добавят неравенствата за положителна определеност на Р и Q:

$$\begin{bmatrix} PA_{io} + A_{io}^{T}P + Q & PB_{id}F \\ F_{i}^{T}B_{id}^{T}P & -Q \end{bmatrix} < 0$$

$$P.0.5(A_{io} + A_{jo}) + [0.5(A_{io} + A_{jo})]^{T}P + 0.5(B_{id}F_{j}Q^{-1}F_{j}^{T}B_{id}^{T} + B_{jd}F_{i}Q^{-1}F_{i}^{T}B_{jd}^{T}) + Q \le 0$$

$$-P < 0$$

$$-Q < 0$$

ЛМН (11) се решава с помощта на МАТLAВ по отношение на неизвестните матрици Р и Q, и ако съществува решение, то системата е устойчива. В противен случай, разглежданата СРУ би могла да бъде устойчива или неустойчива тъй като (9) и (10) дефинират по-консервативни достатъчни условия за устойчивост и могат да бъдат търсени и изведени други условия.

Целта на настоящата работа е да се разработи метод за анализ на устойчивост на ПРК СРУ с НР предиктор, като за нейното постигане се решават следните задачи: 1) извеждане на условията за устойчивост на глобалната ПРК СРУ с НР предиктор; 2) оценка на ефективността на предложения метод при анализ на устойчивостта на ПРК СРУ с НР предиктор на термодинамичен обект.

#### 3. МЕТОД ЗА АНАЛИЗ НА УСТОЙЧИВОСТ НА ПРК СРУ С НР ПРЕДИКТОР

За да се приложат условията на Ляпунов за устойчивост към ПРК СРУ с НР предиктор, тя се преобразува, както е показано на фиг.2. Тази еквивалентна система е съвкупност от следните компоненти: 1) обобщен РР, който съдържа в себе си размитата единица, осъществяваща управлението, заедно с интегриращ механизъм и предикторната част; 2) управляван обобщен обект.



Фиг.2. Структура на еквивалентна СРУ с обобщен ПРК РР

Обобщеният РР е с три входа: заданието  $y_3$ , стойността на изхода на обекта в предишния момент (такт)  $t_k - y_{k,}$  и управлението  $u_{k-dl}$  ( $d_t = \Delta t. \tau_1$ ) във време  $t=t_k$ . Изходът на регулатора е текущото управление  $u_{k-d+1}$  във време  $t=t_{k+1}$ . Елементите 1/z от фиг.2 представляват блокове за единица закъснение, изчисляващи предишната стойност на сигналите. Следователно, обобщеният РР може да се опише с уравненията на локалните регулатори в пространството на състоянията:

$$u_{k-di+1} = a_i \cdot y_k + b_i \cdot u_{k-di} + c_i \cdot y_k + p_i,$$
(12)

t = 1 + n е броят на локалните линейни модели, на които се разделя обекта. Диференциалното уравнение от първи ред, което описва локалния обект с линеен Циглер-Николс (ЦН) модел, е  $T\dot{y}(t) + y(t) = K.u(t - \tau)$  [10]. Ако приемем, че  $\dot{y}(t) = \frac{y_k - y_{k-1}}{At}$ , то за различните локални обекти следва:

$$T_{\mathbf{i}} \cdot \frac{y_{\mathbf{k}} - y_{\mathbf{k}-1}}{\Delta t} + y_{\mathbf{k}} = K_{\mathbf{i}} \cdot u_{\mathbf{k}-\mathbf{d}\mathbf{i}} \Leftrightarrow y_{\mathbf{k}} \left(\frac{T_{\mathbf{i}}}{\Delta t} + 1\right) - \frac{T_{\mathbf{i}}}{\Delta t} \cdot y_{\mathbf{k}-1} = K_{\mathbf{i}} \cdot u_{\mathbf{k}-\mathbf{d}\mathbf{i}}$$
(13)

Ако се положи  $\frac{T_{l}}{\Delta t} = n_{l}$ , то:

$$u_{k-ill} = \frac{(n_l+1)y_k - n_l y_{k-1}}{\kappa_l}$$
(14)

Чрез заместване на (14) в (12) се получава:

$$u_{k-di+1} - \left(a_{i} + \frac{b_{i}}{\kappa_{i}}\right) \cdot y_{k} + \frac{b_{i} \cdot T_{i}}{\kappa_{i}} \cdot \dot{y}_{k} + c_{i} \cdot y_{k} + p_{i}$$
(15)

В (6) и (7) обектът е от втори ред, защото съдържа интегратора от PP, а регулаторът е скоростен - с изход  $\dot{u}(t)$ . Тук обектът е от първи ред, а регулаторътпозиционен, с изход u(t), и десните части на правилата (6) и (7) добиват следния вид:

$$\begin{vmatrix} \dot{x}(t) = A_{i}x(t) + B_{i}u(t - \tau_{i}) \\ y(t) = C_{i}x(t)$$
 (16)

$$u(t) = -F_1 x(t) + G_1 x_2 , \qquad (17)$$

където

$$\begin{aligned} x(t) &= \begin{bmatrix} x_1(t) = y(t) \\ x_2(t) = \dot{x}_1(t) \end{bmatrix}, \, \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{r_1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\kappa_1}{r_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \, \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ F_1 &= \begin{bmatrix} a_1 + \frac{b_1}{\kappa_1} & \frac{b_1 \cdot r_1}{\kappa_1} \end{bmatrix}, \, \mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \end{bmatrix}, \, \mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} x_{21}(t) = y_2 \\ x_{22}(t) = 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Коефициентите  $a_{i,j}b_{i,j}c_{i}$  и  $p_{i}$  от уравнение (12) за всеки линеен участък *i* се получават след обучение на изкуствена невронна мрежа (ИНМ) от тип Сугено с *r* на брой правила, чиято примерна структура е дадена на Фиг.3. За улеснен анализ на ПРК СРУ се разрешава пренебрегването на коефициентите  $p_{i}$  [11]. Невронната мрежа има за входове нормализираните стойности за *m* на брой размити входни променливи  $X_{1}, X_{2},..,X_{m}$ , всяка от които е дефинирана с конкретен брой терми и ФП  $M_{ij}$ , където i=1,..,m и j=1,..,q, а q е цяло положително число, съответстващо на броя терми за съответната размита променлива. ИНМ за проектирания обобщен РР (12) има следните размити входни променливи:  $X_{1}$  - заданието на изхода  $y_{an}$  с i ФП - всяка, от които указва кой локален линеен модел за обекта е в сила;  $X_{2}$  - управлението  $u_{nk-d}$  или  $u_{nk}$  с n ФП;  $X_{3}$  - текущата стойност на изхода на обекта  $y_{nk}$  с p ФП.

Броят на линейните функции  $f_{\mathbf{r}}$ , генерирани от ИНМ за всяко съответно правило е  $r(\mathbf{i} \times n \times p)$ :  $f_{\mathbf{r}} = a_{\mathbf{r}} \cdot y_{\mathbf{3}\mathbf{n}} + b_{\mathbf{r}} \cdot u_{\mathbf{n}\mathbf{k}} + c_{\mathbf{r}} \cdot y_{\mathbf{n}\mathbf{k}} + d_{\mathbf{r}}$ . Коефициентите  $a_{\mathbf{1}}, b_{\mathbf{1}}, c_{\mathbf{1}}$  от (12) се изчисляват като осреднени стойности на  $a_{\mathbf{r}}, b_{\mathbf{r}}, c_{\mathbf{r}}$  от правилата за съответния линеен участък, т.е. от правилата, в които участва съответната за конкретния линеен модел ФП на входните величини.



Фиг.3. Структура на невронна мрежа с *г* правила

За примерен обект с i = 3 линейни участька, първият от които се изразява чрез  $\Phi \prod M_{11}$  на входа  $y_{\text{вп}}$  (фиг.3), участваща в правила  $f_1$ ,  $f_4$ ,  $f_7$  и  $f_{10}$ , вторият линеен участък - чрез  $\Phi \prod M_{12}$ , участваща в правила  $f_2$ ,  $f_5$ ,  $f_8$  и  $f_{11}$ , а третият линеен участък - чрез  $\Phi \prod M_{13}$ , участваща в правила  $f_3$ ,  $f_6$ ,  $f_9$  и  $f_{12}$ , се получават следните уравнения:

$$a_{1} = \frac{a_{F1} + a_{F4} + a_{F7} + a_{F10}}{4} \qquad a_{2} = \frac{a_{F2} + a_{F8} + a_{F11}}{4} \qquad a_{3} = \frac{a_{F2} + a_{F6} + a_{F9} + a_{F12}}{4}$$

$$b_{1} = \frac{b_{F1} + b_{F4} + b_{F7} + b_{F10}}{4} \qquad b_{2} = \frac{b_{F2} + b_{F8} + b_{F11}}{4} \qquad b_{3} = \frac{b_{F8} + b_{F0} + b_{F9} + b_{F12}}{4}$$

$$c_{1} = \frac{c_{F1} + c_{F4} + c_{F7} + c_{F10}}{4} \qquad c_{2} = \frac{c_{F2} + c_{F8} + c_{F2} + c_{F11}}{4} \qquad c_{3} = \frac{c_{F3} + c_{F0} + c_{F9} + c_{F12}}{4}$$
(18)

За така получените коефициенти  $a_i, b_i, c_i$  се извеждат съответните матрици от (16) и (17):  $A_i, B_i, c_i, F_i \cap G_i$ , с които се решават ЛМН (11) за определяне на матриците Р и Q. Ако бъдат намерени положителни Р и Q, то разгледаната СРУ с предиктор на обекта е квадратично устойчива.

#### 4. ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДА ЗА АНАЛИЗ НА УСТОЙЧИВОСТ НА ПРК СРУ С НР ПРЕДИКТОР

Методът, предложен в предходната т.3, е приложен за управление на температурата ук на въздуха на термодинамичен промишлен обект– тръбна сушилня. При изследване на обекта в различни работни точки се разграничават три области на линеаризация. Локалните линейни модели за различните области на линеаризация са апроксимирани с ЦН модели, чиито параметри- коефициенти, времеконстанти и закъснения на обекта, са записани в Табл.1. За този обект е синтезирана СРУ с ПРК РР.

Изходът на обекта е текущата температура  $y_k$ , а влиянието на температурата на околната среда  $y_{cM}$  е основното смущение. НР предикторът прогнозира поведението на обекта след време t=20 секунди, където  $\Delta t =5$ s е тактът на дискретизация, а хоризонта на прогнозиране е h=4 стъпки напред. Грешката на системата се изчислява като разлика от зададената температура  $y_3$ , и прогнозираната температура  $y_{npk}=y_{k+h}$ . ПРК РР изчислява управлението на обекта като използва предсказаната температура  $y_{np}$  вместо текущата  $y_k$  и така компенсира до голяма степен закъснението в обекта. На изхода на регулатора се изчислява нормализираната промяна в управлението  $\Delta u_k^{\circ}$ , която се интегрира в интегратор. Алгоритъмът за управление е софтуерно реализиран в MATLAB с помощта на приложенията *Fuzzy Logic Toolbox, Neural Network Toolbox* и *Real-Time Workshop* [12].

За извеждането на Т-С модел на обобщения регулатор (12) се обучава ИНМ с три входа и един изход. Трите входа са: заданието за температурата  $y_3$  с терми *S* (малка), *M* (средна) и *L* (голяма)- всеки терм съответства на конкретна област на линеаризация на обекта; текущата температура на изхода на обекта  $y_k$  с терми *S*<sub>y</sub> и *L*<sub>y</sub> и текущото управление  $u_{k-d}$  с терми *S*<sub>u</sub> и *L*<sub>u</sub>. Данните за обучението на ИНМ са снети от преходните процеси на синтезираната СРУ с ПРК регулатор с НР предиктор. Броят на правилата е произведението на броя терми за всички входове-3х2х2 – т.е 12 правила. Изходът на невронната мрежа е претегленото

средно 
$$U_{nk+h} = \frac{\sum_{i}^{W_r J_r}}{\sum_{i}^{W_r}}$$
, където  $r=1..12$  е броя правила, а  $h=1.$ 

Таблица 1. Параметри на локалните линейните обекти на тръбна сушилня

Параметри	K <sub>i</sub> (°C/V)	T <sub>i</sub> (s)	τ <sub>i</sub> (s)
Участък 1	10	78	7
Участък 2	4	67	10
Участък З	5,5	58	8

Таблица 2. Параметри на изходните линейни функции на правилата на ИНМ

	<b>a</b> i	<b>b</b> i	<b>C</b> i
Участък	-1,615	0,76	0,47
Участък	0,67	2,37	-0,1
Участък	0,24	1,55	0,4

Адекватността на обобщения PP, чийто T-C модел е получен чрез обучение на ИНМ, се проверява при управление на обекта при симулация. Установява се, че синтезираният обобщен регулатор е точен и адекватен както се вижда от показаните на фиг.4 преходни процеси.

Коефициентите  $a_{i}, b_{i}, c_{i}$ , които участват в матриците на (16) и (17) се изчисляват от (18). За трите линейни области на обекта (*i*=1..3) получените коефициенти съгласно (18) са дадени в Табл.2. Матриците от описанието на Т-С модела на обекта и регулатора в (16) и (17) за трите линейни области са съответно:

$$A_{io} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_i} & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, 3 \quad A_{1o} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{70} & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$A_{2o} = \begin{bmatrix} -1/67 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_{2o} = \begin{bmatrix} -1/58 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$B_{id} = \begin{bmatrix} K_i/T_i\\ 0 \end{bmatrix} \quad B_{1d} = \begin{bmatrix} 10/78\\ 0 \end{bmatrix} \quad B_{2d} = \begin{bmatrix} 4/67\\ 0 \end{bmatrix} \quad B_{3d} = \begin{bmatrix} 6/58\\ 0 \end{bmatrix}$$
$$C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

 $F_i = \left[a_i + \frac{b_i}{\kappa_i} \frac{b_i T_i}{\kappa_i}\right]$   $F_1 = [-1,54\,5,93]$   $F_2 = [1,26\,39,7]$   $F_3 = = [0,5\,15]$ 

 $G_i = [c_i \, 0]$   $G_1 = [0,47 \, 0]$   $G_2 = [-0,1 \, 0]$   $G_3 = [0,4 \, 0]$ 



Фиг.4. Преходни процеси на СРУ с обобщен ПРК РР

Решаването на ЛМН (11) с помощта на приложението за ЛМН в MATLAB намира следните положителни матрици:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,55 & -1.10^{-6} \\ -1.10^{-6} & 11,7 \end{bmatrix}, \ \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} -6,1 & 1,3.10^{-4} \\ 1,3.10^{-4} & -1,96 \end{bmatrix},$$

което доказва че разгледаната СРУ е квадратично устойчива.

#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящото изследване има следните основни резултати:

Предложен е метод за анализ на устойчивост на ПРК СРУ с НР предиктор за нелинеен обект със закъснение, представен чрез Т-С модел. Заключенията в размитите правила на Т-С модела на обекта са Циглер-Николс модели. ПРК е с локални ПИ регулатори, а НР предиктор е обучена ИНМ да прогнозира с даден хоризонт изхода на обекта. Същността на метода се заключава в това ПРК СРУ с НР предиктор да се сведе до еквивалентна система с обобщен РР, който да се представи с обучена Сугено ИНМ. Тогава за анализ на устойчивостта на еквивалентната система се използват известни уловия [8] с други параметри (16) и (17).

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Sugeno M., Kang G. T. (1986), *Fuzzy Modeling and Control of Multilayer Incinerator*, Fuzzy Sets Syst., No. 18, pp. 329 - 346, 1986.

[2] Tanaka K., Sugeno M. (1992), *Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems*, Fuzzy Sets Syst., Vol. 45, No. 2, pp. 135 - 156, 1992.

[3] Wang H., Tanaka K., Griffin M. (1995), *Parallel Distributed Compensation of Nonlinear* Systems by T-S Fuzzy Model, Proc.FUZZ- IEEE '95, pp. 531-538, 1995.

[4] Wang H., Tanaka K., Griffin M. (1995), An Analytical Framework of Fuzzy Modeling and Control of Nonlinear Systems: Stability and Design Issues, American Control Conference, Seattle, pp. 2272 - 2276, 1995.

[5] Wang H., Tanaka K., Griffin M. (1996), *An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues*, IEEE Trans. Fuzzy Syst., 4(1): pp.14-23, 1996.

[6] Tanaka K., Wang H. (2001), *Fuzzy Control Systems Design and Analysis. A LMI Approach*, Wiley: New York, 2001.

[7] Табакова, Б. (2011), *Размито управление в реално време чрез паралелно разпределена* компенсация с предсказване, Сп. "E+E", бр.11-12, 2011.

[8] Йорданова, С. (2011), Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси, КИНГ, С., 2011.

[9] Yordanova S. (2009), *Lyapunov Stability and Robustness of Fuzzy Process Control System with Parallel Distributed Compensation*, J. Information Technologies and Control, pp.38-48, 2009.

[10] Yordanova S., Tabakova B. (2009), *Robust Fuzzy Parallel Distributed Compensation PI Control of Non-Linear Plant*, Proc. 8th WSEAS Int. conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases – AIKED'09, Cambridge, UK, pp.128-133, 2009.

[11] Feng, G. (2010), Analysis and Synthesis of Fuzzy Control Systems: A Model-Based Approach, CRC Press, 2010

[12] MATLAB® User Guides, <u>http://www.mathworks.com/help/techdoc</u>

**Автор:** Биляна Табакова, маг. инж., докторант, хон. ас., катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет София, *email: btabakova@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



#### СИНТЕЗ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАЗМИТИ АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ДВУСВЪРЗАНИ ОБЕКТИ

#### Даниел Меразчиев

**Резюме:** Промишлените процеси като обекти за управление се характеризират със закъснения, инерционност, многосвързаност, нелинейност и променливост на параметрите. Едновременното отчитане на тези особености възпрепятства намирането на несложен и същевременно точен модел на обекта, което затруднява синтеза на управление с използване на класически подходи. Цел на разработката е проектиране на размити алгоритми за управление на двусвързан обект без необходимост от класически модел на обекта. Синтезираните размити системи се изследват чрез симулация в MATLAB<sup>TM</sup> и показателите на процесите се сравняват между си и с показателите на автономна система с класически двусвързан регулатор.

**Ключови думи:** двусвързан обект, MATLAB<sup>TM</sup>, ПИ регулатор, размити алгоритми за управление, симулиране

#### DESIGN AND INVESTIGATION OF FUZZY LOGIC ALGORITHMS FOR CONTROL OF TWOVARIABLE PLANTS

#### **Daniel Merazchiev**

**Abstract:** Basic features of the industrial processes are the time delay, the inertia, the multivariable character, the nonlinearity and the parameter variations. The consideration of all these peculiarities in a simple and precise plant model is a difficult task, which hinders the design of the controller using the classical approaches. The aim of the present research is the design of fuzzy logic algorithms for the control of a multivariable plant without the need of a classical plant model. The designed fuzzy systems are investigated via simulation in MATLAB<sup>TM</sup> and the performances of the processes are compared for the different control algorithms and with the performance of a decoupled system with classical two-variable controller.

**Keywords:** Fuzzy logic control, MIMO System, MATLAB<sup>TM</sup>, PI controller, simulation investigations

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В голямата си част индустриалните процеси са многосвързани [1], т.е. характеризират се с две или повече регулируеми величини и обикновено същия брой управляващи въздействия, свързани помежду си. Разликата при управлението на многосвързани обекти и такива с единствен вход и изход се проявява в оце-

няване и компенсация на взаимосвързаността по всички канали на обекта – прави и кръстосани. Ефектът на взаимосвързаност не трябва да бъде пренебрегван, а за постигане на добра работоспособност той трябва да бъде преодолян. От друга страна закъсненията, инерционностите и нелинейностите по каналите за управление, както и променливостта на параметрите в резултат на параметрични или сигнални смущения допълнително затрудняват намирането на достатъчно точен модел на обекта. Това води и до усложнения при синтеза на управлението на многосвързани процеси с класически подходи, изискващи модел на обекта.

Методите за размито управление успешно се прилагат за решаване на широк кръг проблеми в различни области, където регулируемите обекти са нелинейни и многомерни. Предимството им се изразява най-вече в постигането на робастност при наличието на смущения и неопределености в обекта, както и в липсата на необходимост от класически модел на обекта [2-5]. Използването на размити регулатори е за предпочитане, когато управляваният процес е многомерен и отчитането на кръстосаните влияния е трудно [6, 7].

В настоящата разработка се изследва синтезът на размити регулатори за управление на двусвързан обект и се сравняват показателите на затворените системи. Обектът (фиг.1) се характеризира със закъснения по правите канали и отрицателно влияние по кръстосания канал  $y_{12}$ . Подобни са процесите, които протичат в системите за отопление, вентилация и климатизация. Размитите регулатори са ПИ-подобни, които включват информация за кръстосаното влияние на входа или коригират управлението на регулатора от несобствения канал. Те се състоят от блокове за предварителна подготовка (включваща нормализация и получаване на производна), размита единица и допълнителна обработка. Модулите на максималните грешки по двата канала са 10. Изследванията се извършват чрез симулации в програмната среда MATLAB<sup>TM</sup>, като за синтез на размити регулатори се ползва FUZZY LOGIC TOOLBOX [8].



Фиг.1 Блокова схема на двусвързан обект за управление и преходни процеси по прави и кръстосани канали при входно въздействие *u*<sub>1</sub>=*u*<sub>2</sub>=1
## 2. ДВУСВЪРЗАНО РАЗМИТО УПРАВЛЕНИЕ С ОТЧИТАНЕ НА ГРЕШКИТЕ ПО ОСНОВНИТЕ И КРЪСТОСАНИТЕ КАНАЛИ

Двусвързаният размит регулатор се състои от два размити регулатора – по един за основните канали (фиг.2). Всеки от размитите регулатори има два входа – нормализираните грешки от управление по собствения  $e_i$  и по кръстосания канал  $e_i$ ,  $i \neq j$  [5]:

$$e_i = y_{i_{3ad}} - y_i, \qquad i = 1, 2.$$
 (1)

Изходът на регулатора се нуждае от допълнителна обработка, която се осъществява от денормализиращ коефициент и класически ПИ регулатор. Нормализиращите коефициенти  $K_{e1}$ =0.1 и  $K_{e2}$ =0.1 са пресметнати за най-голямата очаквана грешка в съответния канал при промяна на заданието или при смущение. Денормализиращите коефициенти  $K_{p1}$ =0.2 и  $K_{p2}$ =0.2 се получават емпирично от условието за съгласуване на сигналите на изхода на размитите и на входа на ПИ регулаторите с времеконстанта  $T_{\mu1}$ = $T_{\mu2}$ =2.



Фиг.2 Двусвързано система за размито управление с отчитане на грешките по основните и кръстосаните канали

Двата размити регулатора ползват идентични функции на принадлежност (ФП) за входните и изходната величина, представящи термите "NB" – отрицателно голямо, "N" – отрицателно, "Z" – нула, "P" – положително, "PB" – положително голямо. Функциите за принадлежност на първия размит регулатор са показани на фиг.3, като  $\mu_{e1}$  е ФП на грешката по основния канал,  $\mu_{e2}$  – ФП за грешката по кръстосания канал, а  $\mu_{u1}$  – ФП на изходното управляващо въздействие. Системата за извеждане на размито заключение е Мамдани. Базата правила се определя въз основа на знака на връзката вход-изход на обекта по правите и кръстосаните канали (фиг.4) и правилата са от вида:

$$R_k$$
: IF  $e_i$  IS A AND  $e_j$  IS B THEN  $u_i$  IS C;  $i,j=1,2;$  (2)

където A и B са термите съответно за първата и втора входни лингвистична променлива – двете грешки, а C е лингвистичната стойност за изходната променлива  $u_i$ .

Методът за деразмиване е център на тежестта. Преходните процеси при промяна на заданието по двата канала са показани на фиг.5. Двусвързаният размит регулатор внася нелинейна корекция на коефициентите на линейните ПИ регулатори с цел компенсиране на свързаността и нелинейността на обекта. Показателите за качество на регулиране могат да се подобрят чрез увеличаване на броя на ФП по каналите на кръстосаните грешки, което води до по-точно отразяване на свързаността в обекта.



Фиг.3 Функции за принадлежност на входните и изходната величина на Размит регулатор 1

$\Delta u_1$		e <sub>1</sub>						
		NB	Ν	Ζ	Р	PB		
	Ν	NB	Ν	Ζ	Ζ	Р		
<b>e</b> <sub>2</sub>	Ζ	Ν	Ν	Ζ	Р	PB		
	Р	Ζ	Ζ	Р	PB	PB		

$\Delta u_2$		e <sub>2</sub>						
		NB	Ν	Z	Р	PB		
	Ν	Ν	Ζ	Р	PB	PB		
e <sub>1</sub>	Ζ	Ν	Ν	Ζ	Р	Р		
	Р	NB	Ν	Ν	Ζ	Р		

Фиг.4 Размита асоциативна памет за регулатори 1 и 2



Фиг.5 Преходни процеси по прави канали при размито управление с отчитане на грешките по основните и кръстосани канали

## 3. ДВУСВЪРЗАНО РАЗМИТО УПРАВЛЕНИЕ С ОТЧИТАН НА ЗНАКОВОТО РАЗСТОЯНИЕ ПО ОСНОВНИТЕ И КРЪСТОСАНИ КАНАЛИ

Знаковото разстояние  $d_s$  е обобщена променлива, която често се използва за замяна на едновременното ползване на грешката от управление *e* и нейната производна *ė* [5]. При традиционните размити регулатори базата правила за различните терми на *e* и *ė* е антисиметрична, а големината на управлението |u/ (или | $\Delta$ u|) е пропорционална на разстоянието до линията, определена от главния диагонал. При намаляване на стъпката на дискретизация по ниво в граничния случай се достига до непрекъсната размита асоциативна памет (фиг.6). Границата между положителните и отрицателните стойности на управление се описва с правата *s*<sub>*l*</sub>: *ė* +  $\lambda$ .*e* = 0, чийто наклон се задава от  $\lambda$  и зависи от универсалните множества в които са дефинирани *e* и *ė*. Коефициентът  $\lambda$  е равен на 1 при нормализация на тези множества в обхвата [-1, 1].



Фиг.6 Размита асоциативна памет с безкраен брой нива на дискретизация

Знаковото разстояние за произволна точка A с координати ( $e_1$ ,  $\dot{e}_1$ ) се дефинира като:

$$d_s = \operatorname{sign}(s_l) \frac{|\dot{e} + \lambda \cdot e|}{\sqrt{1 + \lambda^2}} = \frac{\dot{e} + \lambda \cdot e}{\sqrt{1 + \lambda^2}}, \operatorname{sign}(s_l) = \begin{cases} 1, s_l > 0\\ -1, s_l < 0 \end{cases}$$
(3)

При този метод за управление на двусвързани обекти отново се използват два размити регулатора – по един за правите канали (фиг.7). На входа на всеки от тях се подават знаковите разстояния от собствения и от кръстосания канал. В настоящето изследване размитата асоциативна памет (РАП) е идентична на тази от т.2, като правилата са от вида:

$$R_{k}: \text{IF } d_{si} \text{ IS } A \text{ AND } d_{sj} \text{ IS } B \text{ THEN } \Delta u_{i} \text{ IS } C; \qquad i, j=1,2; i \neq j$$
(4)

където  $d_{si}$  и  $d_{sj}$  са входните лингвистични променливи – знаковите разстояния по двата канала, A и B – съответните им терми, а C е лингвистичната стойност на изходната променлива  $\Delta u_i$ .

Тъй като изходът на размитите единици е промяна на управлението  $\Delta u$ , се налага допълнителна обработка от интегратор. В случаите, когато изпълнителният механизъм (ИМ) е интегриращо звено, отпада нуждата от допълнителна обработка. Нормализиращите коефициенти  $K_{ds1}=K_{ds2}=0.1$  се определят от модула на максималната грешка по съответния канал. Емпирично е получено  $K_{p1}=K_{p2}=0.2$ .



Фиг.7. Двусвързана система за размито управление с отчитане на знаковото разстояние по основните и кръстосаните канали

Изследванията показват, че преходните процеси с отчитане на знаковото разстояние (фиг.8) са по-бързи от тези в т.2. Въвеждането на диференциатор с предавателна функция 5s/(s+1) се компенсира от опростената допълнителна обработка или липсата на такава.



Фиг.8. Преходни процеси по прави канали при размито управление с отчитане на знаковото разстояние

### 4. ДВУСВЪРЗАНО РАЗМИТО УПРАВЛЕНИЕ С КРЪСТОСАНО УПРАВЛЯВАЩО ВЪЗДЕЙСТВИЕ

В настоящата разработка е представена нова структура за управление на двусвързан обект – чрез кръстосано управляващо въздействие. Тя се състои от два размити регулатора – за всеки сепаратен канал, като на входа на всеки от тях се подават нормализираните грешка и производна на грешката от собствения канал, а изходът му е промяна на управлението  $\Delta u$ . Функциите за принадлежност на входните и изходната лингвистични променливи, както и базата с правила са стандартни и са еднакви за двата регулатора (фиг.9). За извеждане на логическо заключение се използва импликация на Мамдани, а методът за деразмиване е център на тежестта. Нормализиращите коефициенти  $K_{\rm ei}$ =0.1 са пресметнати за най-голямата очаквана грешка в съответния канал, а денормализиращите коефициенти  $K_{\rm pi}$ =0.3, *i*=1,2 са параметри за настройка и се определят емпирично. Диференциаторите, служещи за определяне на производните на грешките по двата канала, са с предавателни функции 5*s*/(*s*+1).



Фиг.9. Функции на принадлежност за  $e, \dot{e}, \Delta u$  и размита асоциативна памет на размит регулатор 1 и 2

Структурата на схемата за размито управление на двусвързания обект е показана на фиг.10. Управляващото въздействие към всеки изпълнителен механизъм се получава като сума от денормализираните изходи на отделните регулатори [9], като знаците в суматорите зависят от знаците на предавателните функции по кръстосаните канали на обекта:

$$\Delta U_{i} = \Delta u_{i} \pm \Delta u_{j}; \quad i, j=1,2; i \neq j$$
(5)

Използването на стандартна база от правила улеснява управлението на двусвързания обект. Изследванията показват работоспособност и добри показатели на системата (фиг.11). За по-нататъшно подобряване на качествените показатели на регулирането се препоръчва използването на различни методи за донастройка на функциите за принадлежност – чрез невронни мрежи, генетични алгоритми и др. [5, 10].



Фиг.10. Структурна схема на система за двусвързано размито управление с кръстосано управляващо въздействие



Фиг.11. Преходни процеси по правите канали при размито управление с кръстосано управляващо въздействие

### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В разработката са разгледани три метода за синтез на размити двусвързани регулатори – с отчитане на грешките по основните и кръстосаните канали (Вариант 1), с отчитане на знаковото разстояние (Вариант 2) и метод с кръстосано управляващо въздействие (Вариант 3). Качествените показатели при регулиране по трите метода, както и тези при регулиране с класически двусвързан ПИ регулатор (Вариант 4) са показани в Таблица 1. На фиг.12 са дадени преходните процеси при управление на изследвания обект с класически двусвързан регулатор, синтезиран от условия за автономност. Двусвързаният регулатор се състои от два сепаратни ПИ регулатора с предавателни функции, съответно  $R_1=1,63+1,63/(11,7s)$  и  $R_2=2,72+2,72/(18s)$  и компенсатори с предавателни функции  $K_1=1,4s/(8s+1)$  и  $K_2=4,6s/(5s+1)$ , свързани към тях. Регулаторите са настро-

ени по еквивалентни обекти, синтезирани с отчитане на предавателните функции по правите и кръстосаните канали на изследвания обект:  $W_{\rm ei}(s)=W_{\rm ii}(s).(1-K_{\rm c}),$ i=1,2, където  $K_{\rm c}=[W_{11}(s).W_{22}(s)]/[W_{12}(s).W_{21}(s)]$ . Поради високия си ред и наличието на чисто закъснение еквивалентните обекти се апроксимират до звена от първи ред със закъснение, а компенсаторите – до реално-диференциращи звена от първи ред.

Изследванията показват, че показателите на преходните процеси при Вариант 1 и Вариант 2 са близки и се характеризират с по-голямо максимално динамично отклонение и време за регулиране отколкото при Вариант 3. Размитите регулатори с кръстосано управляващо въздействие, които са нова разработка, водят до по-добри показатели на системата и използват стандартна РАП.

Управлението с класически двусвързан ПИ регулатор се характеризира с помалко максимално динамично отклонение, по-кратко време за регулиране, но и с по-голяма взаимосвързаност между регулируемите величини. От значение е и фактът, че за управлението си той използва математичен модел на обекта, какъвто не е нужен при методите за размито управление. Единствената информация за обекта, която използват алгоритмите за размито управление, е знакът на предавателните функции по кръстосаните връзки на обекта.

							- F 1		1
Показатели на	Управляващи Вај		ант 1	Вариант 2		Вариант 3		Вариант 4	
преходния процес	въздействия	<b>y</b> <sub>1</sub>	<b>y</b> <sub>2</sub>	<b>y</b> <sub>1</sub>	<b>y</b> <sub>2</sub>	$\mathbf{y}_1$	<b>y</b> <sub>2</sub>	<b>y</b> <sub>1</sub>	<b>y</b> <sub>2</sub>
Време за регули- ране, сек.	у <sub>1зад</sub> =1, у <sub>2зад</sub> =0	160	160	100	100	100	130	50	35
	у <sub>1зад</sub> =0, у <sub>2зад</sub> =1	180	180	110	110	110	110	60	45
	у <sub>1зад</sub> =1, у <sub>2зад</sub> =1	170	180	110	120	95	120	55	60
Максимално ди-	у <sub>1зад</sub> =1, у <sub>2зад</sub> =0	0.07	0.15	0.12	0.26	0.05	-0.09	0	-0.02
намично отклоне-	у <sub>1зад</sub> =0, у <sub>2зад</sub> =1	-0.07	0.05	-0.06	0.06	-0.04	0.06	-0.26	0.01
ние	у <sub>1зад</sub> =1, у <sub>2зад</sub> =1	0.13	0.03	0.08	0.03	0.09	0.04	0.01	0.01

Таблица 1. Сравнение на показателите на преходните процеси



Фиг.12. Преходни процеси по прави канали при управление с класически двусвързан ПИ регулатор

# БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказва своите благодарности на НИС на ТУ-София за финансиране на проект №122ПД0027-08 "Енергоефективно интелигентно управление на микроклимата на работната среда", във връзка с който са настоящите изследвания.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Наплатаров К. (2009), Промишлени системи за нискостойностна автоматизация, София, 2009.

[2] Jantzen J. (2007), *Foundations of Fuzzy Control*, John Wiley & Sons Inc., 2007.
[3] Reznik L. (1997), *Fuzzy Controllers*, Newnes, Melbourne, 1997.

[4] Driankov D., Hellendoorn H., Reinfrank M. (1993), *An Introduction to Fuzzy Control*. Springer, Berlin. 1993.

[5] Йорданова С. (2011), Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси, КИНГ, С., 2011.

[6] Haralanova E., Yordanova S., Ivanov Z., Dimitrov L. (2009), *Multivariable Fuzzy Logic Control of Aerodynamic Plant*. Proc. WSEAS 1<sup>st</sup> Int. Conf. on Manufacturing Engineering, Quality and Production Systems – Environmental and Geological Science and Engineering – EG'08, Brasov, Romania, 24-26 Sept., vol. II, pp. 365-370, 2009.

[7] Ruey-Jing Lian, Shiuh-Jer Huang (2001), *A Mixed Fuzzy Controller for MIMO systems*, Fuzzy Sets and Systems, vol. 120, pp 73–93, 2001.

[8] Sivanandam S., Sumathi S., Deepa S. (2007), *Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB*. Springer, 2007.

[9] Chopra S., Mitra R., Kumar V. (2007), *Neural Network Tuned Fuzzy Controller for MIMO System*. Int. Journal of Electrical and Computer Engineering, vol.2, No 5, pp. 371-378, 2007.

[10] Alcala R., Casillas G., Cordon O., Gonzalez A., Herrera F. (2005), *A Genetic Rule Weighting and Selection Process for Fuzzy Control of Heating, Ventilating and Air Conditioning Systems*, Pergamon Press, Inc. Tarrytown, NY, pp. 279-296, 2005

Автор: Даниел Георгиев Меразчиев, маг. инж. докторант, хон. ас., в катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, e-mail: *merazchiev@gbg.bg* 

Постъпила на 28.03.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



# ДИСКРЕТНА ВХОДНО-ИЗХОДНА ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НА ТОКОВО УПРАВЛЯВАНИ АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ

## Станислав Енев

**Резюме:** В работата е синтезиран линеаризиращ закон за управление на асинхронни двигатели в режим на управление по ток. Синтезът е извършен директно в дискретната област, като се базира на точен дискретен модел на двигателя. Очакваните характеристики на системата за управление са потвърдени посредством симулации. Коментирани са и някои особености, свързани с практическата реализация на предложения закон за управление.

**Ключови думи:** управление на асинхронни двигатели в режим на управление по ток, входно-изходна линеаризация

## DISCRETE-TIME INPUT-OUTPUT LINEARIZATION OF CURRENT-FED INDUCTION MOTORS

## **Stanislav Enev**

**Abstract:** In this paper, an input-output linearizing and decoupling control law for the induction motor in current-fed mode is designed directly in the discrete-time domain, based on an exact discrete-time model of the motor. The expected control system performance is confirmed by simulations. Different practical implementation issues are commented.

Keywords: current-fed induction motor control, input-output linearization

## **1. INTRODUCTION**

The induction motor control problem has received a lot of attention in the scientific literature. Different solutions were found, the most renowned being the so-called "field-oriented control" [1],[2] which, in one of its many variants and modifications, is nowadays the industrial practice when high dynamic performance is required. Another promising approach, potentially allowing for superior performance is the feedback linearization based control [2-5]. In both cases design is typically performed using digital devices, being inherently a discrete-time process. This renders the task of proving and guaranteeing stability of the overall system (interconnection of two non-linear systems) a very difficult, practically impossible task. In this sense, a control law designed from a discrete-time model will potentially eliminate this problem. For the

induction motor in current-fed mode, an exact discrete-time model can be obtained, when quantities are expressed in a frame aligned with the rotor electrical position. This possibility is exploited in [8] and [9], where a discrete-time field-oriented control law is proposed and stability conditions are derived. In this paper, an input-output linearizing and decoupling control law is derived using this exact description.

### 2. DISCRETE-TIME MODEL OF THE CURRENT-FED INDUCTION MOTOR

Under the common assumptions for symmetrical construction, sinusoidal distribution of the field in the air-gap and linearity of magnetic circuits, the equations describing the motor dynamic behavior in the two-phase stator-fixed  $\alpha$ - $\beta$  frame in current-fed mode are as follows:

$$\dot{\psi}_{R\alpha} = -r_R l_R^{-1} \psi_{R\alpha} - n_p \omega \psi_{R\beta} + m r_R l_R^{-1} i_{S\alpha} , \qquad (1)$$

$$\dot{\psi}_{R\beta} = -r_R l_R^{-1} \psi_{R\beta} + n_p \omega \psi_{R\alpha} + m r_R l_R^{-1} i_{S\beta} , \qquad (1)$$

$$J\dot{\omega} = \tau_m - c\omega - \tau_L \tau_m = n_p m l_R^{-1} (\psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}), \qquad (2)$$

where:  $i_{S\alpha}(t)$ ,  $i_{S\beta}(t)$  - stator currents in the fixed frame,  $\psi_{R\alpha}(t)$ ,  $\psi_{R\beta}(t)$  - rotor fluxes in the fixed frame,  $\omega(t)$  - rotor speed,  $\tau_m(t)$  - motor torque,  $\tau_L(t)$  - load torque,  $l_R$  - rotor phase winding inductance,  $r_R$  - rotor phase winding resistance, m - mutual inductance,  $n_p$  - number of pole-pairs, J - rotor moment of inertia; c - viscous friction coefficient.

In current-fed mode of operation, the stator currents are forced to follow desired trajectories sufficiently fast which permits to neglect their dynamics and consider them effectively as control inputs to the motor. Several techniques exist to achieving this goal. The main ones include the introduction of high-gain, typically PI, current control loops [7], feedforward schemes [2] and, most often, the introduction of hysteresis relay loops [7]. In [7], a thorough overview of current controllers for three-phase inverters can also be found.

For the derivation of the discrete-time model, the motor equations are rewritten in the frame rotating with the rotor electrical speed. Making the following change of coordinates:

$$\begin{bmatrix} \psi_{RA} \\ \psi_{RB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \sin(n_p\theta) \\ -\sin(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{R\alpha} \\ \psi_{R\beta} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \sin(n_p\theta) \\ -\sin(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

with  $\theta$  – the rotor angular position ( $\dot{\theta} = \omega$ ), the motor model takes the form:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{RA} &= -\eta \psi_{RA} + m\eta i_{SA} \\ \dot{\psi}_{RB} &= -\eta \psi_{RB} + m\eta i_{SB} \\ \tau_m &= \mu (\psi_{RA} i_{SB} - \psi_{RB} i_{SA}) , \end{aligned}$$
(4)

with:  $\eta = r_R l_R^{-1}$ ,  $\mu = n_p m l_R^{-1}$ .

The discretization is done with the assumption of zero-order holds at the inputs of the model (4), that is:  $i_{SA(B)}(t) = i_{SA(B)}(kT_s)$ , for  $kT_s \le t < (k+1)T_s$ , with  $T_s$  being the sampling period. For notational simplicity, the value of the continuous-time signal s(t) at the sampling instant  $kT_s$  will be denoted by s(k).

The following exact discrete-time description is obtained:

$$\psi_{RA}(k+1) = e^{-\eta T_{s}} \psi_{RA}(k) + m(1 - e^{-\eta T_{s}}) i_{SA}(k), \qquad (6)$$
  

$$\psi_{RB}(k+1) = e^{-\eta T_{s}} \psi_{RB}(k) + m(1 - e^{-\eta T_{s}}) i_{SB}(k), \qquad (6)$$
  

$$\omega(k+1) = e^{-cJ^{-1}T_{s}} \omega(k) + \frac{e^{-cJ^{-1}T_{s}} - e^{-\eta T_{s}}}{J(\eta - cJ^{-1})} \tau_{m}(k) - \frac{1}{J} \int_{kT_{s}}^{(k+1)T_{s}} e^{-cJ^{-1}((k+1)T_{s}-\upsilon)} \tau_{L}(\upsilon) d\upsilon. \qquad (7)$$

In cases, where the load torque satisfies:  $\tau_L(t) = \tau_L(k)$ , for  $kT_s \le t < (k+1)T_s$ , that is, is constant during the sampling periods, we have:

$$\frac{1}{J} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{-cJ^{-1}((k+1)T_s - \upsilon)} \tau_L(\upsilon) d\upsilon = \frac{1 - e^{-cJ^{-1}T_s}}{c} \tau_L(k) \,. \tag{8}$$

The following remark shoud be made. The discretization in the fixed frame leads to exact model under the assumption of constant rotor speed, which is no longer a restriction in the frame, aligned to the rotor electrical position. However, in order for this discrete-time representation to hold exactly, the stator currents applied to the motor (at least the reference values for the current control loops) will be required to vary between sampling instants, unless the rotor speed is zero, as seen by the coordinate transformation between the two frames. This will require more complex and faster current control loops, as well as higher (faster) sampling rates in the position signal acquisition channel.

#### **3. INPUT-OUTPUT LINEARIZATION**

The theoretical foundations of feedback linearization and the basic control design techniques extended for discrete-time systems can be found in [6]. Here it will be noted only that the basic structure of a control system using such control laws consists of two loops – an inner, in which the linearization is achieved, and an outer, linear loop, where a linear controller attributes the desired dynamics of the overall system. The model used here as basis for the control law design is given by:

$$x_{1}(k+1) = ax_{1}(k) + bx_{3}(k)$$
  

$$x_{2}(k+1) = ax_{2}(k) + bx_{4}(k)$$
  

$$x_{3}(k+1) = u_{1}(k)$$
  

$$x_{4}(k+1) = u_{2}(k)$$
  
(9)

with:  $[x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k)] = [\psi_{RA}(k), \psi_{RB}(k), i_{SA}(k), i_{SB}(k)], u_1(k), u_2(k)$  - the control inputs, and  $a = e^{-\eta T_s}$ ,  $b = m(1 - e^{-\eta T_s})$ .

As seen, the first two equations represent the rotor flux equations, given by (6). Since the design technique to be applied in the following will result in a static feedback control law, a delay of one sampling period is added at each input of the model (6) in order to render the control realizable from practical point of view. Thus the additional two state variables -  $x_3$ ,  $x_4$  and their respective equations are introduced, so that (9) is obtained.

The controlled quantities are defined as follows:

$$y_1(k) = \tau_m(k) = \mu(x_1(k)x_4(k) - x_2(k)x_3(k))$$
  

$$y_2(k) = (x_1(k)x_1(k-1) + x_2(k)x_2(k-1)) - a(x_1^2(k-1) + x_2^2(k-1)).$$
(10)

For control design, the induction motor is normally considered as TITO-system, with either the rotor speed or position as the main output of mechanical nature and the rotor flux magnitude (squared) as a second output of electromagnetic nature. Here the first output -  $y_1(k)$  is defined as the motor torque. Thus, the speed dynamics (being linear) are not accounted for in the linearizing control, which renders it simpler and more robust because it doesn't include the mechanical parameters c and J.

The second output -  $y_2(k)$ , is defined after the following modifications starting from the expression for the rotor flux square -  $x_1^2(k) + x_2^2(k)$ . First, it is modified by introducing previous values of each component, so that the design technique can be applied, thus obtaining the left term in the expression. Then, a correction term, proportional to the previous value of the rotor flux square, is added, so that stabilization of  $y_2(k)$  guarantees physically acceptable regimes of motor operation and ultimately stabilization of the rotor flux square. It should be noted that the minus sign is important, the value of the coefficient -  $e^{-\eta T_s}$  is chosen so that the resulting expressions for the control law are simplified. In steady-state  $y_2(k)$  is related to the rotor flux square in the following way. We have:

$$x_{3}(k) = I_{s} \sin(kT_{s}\omega_{sl} + \phi), \ x_{4}(k) = -I_{s} \cos(kT_{s}\omega_{sl} + \phi)$$
  
$$x_{1}(k) = \Psi_{R} \sin(kT_{s}\omega_{sl} + \phi - \phi), \ x_{2}(k) = -\Psi_{R} \cos(kT_{s}\omega_{sl} + \phi - \phi), \ \text{and}$$

$$y_{2}(k) = \Psi_{R}^{2} \left( \cos(\omega_{sl}T_{S}) - e^{-\eta T_{S}} \right) = \left( x_{1}^{2}(k) + x_{2}^{2}(k) \right) \left( \cos(\omega_{sl}T_{S}) - e^{-\eta T_{S}} \right),$$

where  $\omega_{sl}$  is the slip speed.

Thus, in steady state  $y_2(k)$  is proportional to the rotor flux square by a factor of  $(\cos(\omega_{sl}T_s) - e^{-\eta T_s})$ . Since the sampling period is typically atmost in the millisecond range and the slip speed is generally low (typically single-digit percentage of the rotor electrical speed), we can assume with satisfactory precision that  $\cos(\omega_{sl}T_s) \approx 1$ .

Finally, the description given by (9) and (10) represents a linear dynamic system with outputs being static nonlinear functions of states.

The input-output linearizing control law is derived in the following. First, each output is written for successive sampling instants until an input appears in the expression. We have:

$$y_1(k+1) = \mu(x_1(k+1)x_4(k+1) - x_2(k+1)x_3(k+1)) = \mu(ax_1(k) + bx_3(k))u_2(k) - \mu(ax_2(k) + bx_4(k))u_1(k)$$

$$y_{2}(k+1) = (x_{1}(k+1)x_{1}(k) + x_{2}(k+1)x_{2}(k)) - a(x_{1}^{2}(k) + x_{2}^{2}(k)) = b(x_{1}(k)x_{3}(k) + x_{2}(k)x_{4}(k))$$
(11)  
$$y_{2}(k+2) = b(x_{1}(k+1)x_{3}(k+1) + x_{2}(k+1)x_{4}(k+1)) = b(ax_{1}(k) + bx_{3}(k))u_{1}(k) + b(ax_{2}(k) + bx_{4}(k))u_{2}(k)$$

Then, the model is put in the following input-output form.

$$\begin{bmatrix} y_1(k+1) \\ y_2(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu (ax_2(k) + bx_4(k)) & \mu (ax_1(k) + bx_3(k)) \\ b (ax_1(k) + bx_3(k)) & b (ax_2(k) + bx_4(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \end{bmatrix}$$
(12)

By introducing the linearizing control law as:

$$\begin{bmatrix} u_{1}(k) \\ u_{2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu (ax_{2}(k) + bx_{4}(k)) & \mu (ax_{1}(k) + bx_{3}(k)) \\ b (ax_{1}(k) + bx_{3}(k)) & b (ax_{2}(k) + bx_{4}(k)) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{1}(k) \\ v_{2}(k) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

with  $v_1(k)$  and  $v_2(k)$  being the new input variables, the input-output relations of the obtained system are given by:

$$\frac{y_1(k+1) = v_1(k)}{y_2(k+2) = v_2(k)}.$$
 (14)

As seen from equations, no coupling exists between the two outputs. The motor torque lags the first input by one sampling period, while the flux-like output lags the second input by two sampling periods. Since the obtained input-output dynaimcs are of third order and the initial description is of fourth, first order internal dynamics, unobservable from the outputs exist. These must be such that the system states remain bounded while controlloing the outputs, otherwise, the control law would be unuseful. No internal instabilities were observed while simulating system behavior.

The control law can be introduced as long as the matrix invertibility condition is verified, that is, as long as:

$$-\mu b \Big( \Big( a x_1(k) + b x_3(k) \Big)^2 + \Big( a x_2(k) + b x_4(k) \Big)^2 \Big) \neq 0.$$
 (15)

At start-up (when the rotor flux magnitude is zero, i.e. when  $x_1 = x_2 = 0$ ), the realizability of the control law can be guaranteed by initializing with non-zero values the variables  $x_3$  and  $x_4$  i.e.  $x_3(0), x_4(0) \neq 0$ . Otherwise, the condition basically reduces to the requirement for non-zero rotor flux. The resulting discrete-time system is shown in Fig. 1.



Fig.1. Equivalent block diagram

with: 
$$G(z) = \frac{e^{-cJ^{-1}T_s} - e^{-\eta T_s}}{J(\eta - cJ^{-1})} \frac{1}{z - e^{-cJ^{-1}T_s}}, \quad f_L(k) = b_0^t e^{-cJ^{-1}(t-\upsilon)} \tau_L(\upsilon) d\upsilon \bigg|_{t \to kT_s}, \quad G_L(z) = \frac{1 - e^{-cJ^{-1}T_s}}{c} \frac{1}{z - e^{-cJ^{-1}T_s}}.$$

With  $G_L(z)$  is denoted the load torque transfer function in the cases when the load torque is constant during the sampling periods.

As seen, the initial problem of controlling a nonlinear interacting TITO system is reduced to a problem of controlling two linear and decoupled SISO systems. Desired speed control performance can be achieved by introducing an outer loop with a linear controller specified accordingly using some of the well established linear design methods in the discrete-time domain. For the flux subsystem no additional extension of the overall control law is necessarily needed, given the obtained input-output relationship, and  $v_2(k)$  can be considered as the reference for the flux-like output.

The motor models and the control law were implemented in *Simulink* environment and different transients were simulated. The values of the motor parameters used in the simulations are:  $r_R = 13\Omega$ ,  $l_R = 1.33H$ , m = 0.957H,  $J = 0.0005Nms^2$ , c = 0.00014Nms,  $n_p = 2$ . Some of the results are shown in Figs. 2 and 3. The sampling period is set to  $T_s = 1 ms$ . At t = 0.8 s a 0.5 Nm load torque is applied to the motor. The time is shown in seconds.

The transients (Fig.2) confirm the expected performance, as no coupling between the two outputs. The input-output relationships, given by (14) are also observed. For the flux subsystem, certain dynamic lag between the second output the rotor flux square is seen. In this setup, that is, when using the scaled  $v_2(k)$  (by a factor of  $1-e^{-\eta T_s}$ ) as reference for the rotor flux square, it should be noted that, due fact that the slip speed is usually non-zero, the rotor flux square will vary (as the slip speed may vary) slightly above the reference value. These deviations, observed in the simulated transients, are insignificant from practical point of view.

The following additional remarks should be made when considering a practical implementation of a control system, based on the proposed control law:

- the control law calculation requires rotor fluxes and since their measurement is very difficult in a practical setup, certain flux estimation scheme should be included in the overall control system structure. This alone represents a very large problem, which has received a lot of attention and a large number of solutions are proposed in the literature. The major obstacle for obtaining accurate estimates is the typical rotor time constant variability. Some preliminary simulations with a simple open-loop current flux observer in the overall control scheme show, that no stability issues arise due to an inaccuracy in the knowledge of the rotor time constant, though of course such a mismatch results in a poor flux regulation and deviations even in steady-state;
- at start-up, the control law realizability condition (15) can be guaranteed by forcing constant stator currents before actually "closing" the linearization loop;
- finally, the calculated control input must be transformed into the stator-fixed α-β frame by the inverse of the transformation in (3), thus supplying the desired stator currents, or more precisely, the references for the current control loops. These are given by the following expression:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n_p \theta(t)) & -\sin(n_p \theta(t)) \\ \sin(n_p \theta(t)) & \cos(n_p \theta(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(k-1) \\ u_2(k-1) \end{bmatrix}, \text{ for } kT_s \le t < (k+1)T_s$$



Fig.2. Transient responses

# 4. CONCLUSION

In this paper, an input-output linearizing and decoupling control designed in the discrete-time domain for current-fed induction motors is proposed. The applied design technique required a non-trivial definition of the electromagnetic output of the motor. However, a well specified modification results in a useful output definition, which is motivated through a thorough analysis and discussion. The promised performance is confirmed by simulations. A major benefit of the proposed scheme is the possibility to analyse and prove stability of the closed-loop system, since no approximations are done in any stage of the design. Some practical implementation issues are commented. One of the main issues is related to the higher performance current control required, which in turn will necessitate more complex and faster current control loops. On the other hand the precise current control is crucial for having a discrete-time model of the motor that holds exactly. Following this remark, a future research should focus on including current deviations from their desired values in the formal setup and studying the induced effects.

### REFERENCES

- [1] Leonhard W. (1996), *Control of Electrical Drives*, 2<sup>nd</sup> Edition, Berlin, Springer, 1996.
- [2] Chiasson J. (2005), *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [3] Benchaib A., Rachid A., Audrezet E. (1999), Sliding Mode Input–Output Linearization and Field Orientation for Real-Time Control of Induction Motors, Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 14, Issue 1, Jan 1999, pp. 3-13.
- [4] Luckjiff G., Wallace I., Divan D. (2001), *Feedback linearization of current regulated induction motors*, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Volume 2, 2001, pp. 1173-1178.
- [5] Marino R., Peresada S., Valigi P. (1993), *Adaptive input-output linearizing control of induction motors*, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 38, Issue: 2, Feb 1993, pp.208-221.
- [6] Henson M.A., Seborg D.E. (1997), *Nonlinear Process Control*, Prentice Hall, 1997.
- [7] Kazmierkowski M.P., Malesani L. (1998), Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 45, № 5, Oct 1998, pp. 691-703.
- [8] Ortega R., Taoutaou D. *On Discrete-Time Control of Current-fed Induction Motors*, http://www.supelec.fr/invi/lss/ perso/ortega/papers
- [9] Taoutaou D., Puerto R., Ortega R., Loron L. *A new field oriented discrete-time controller for current-fed induction motors*, http://www.supelec.fr/invi/lss/ perso/ortega/papers

**Автор:** Станислав Енев, гл. ас. д-р - катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: sta\_enev@yahoo.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Проф. д-р Сн. Йорданова



## ПРИЛОЖЕНИЕ НА НЕВРОННИТЕ МРЕЖИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА КРЕДИТНИЯ РИСК

## Александър Ефремов

**Резюме:** В работата е представен алгоритъм за обучение на невронни мрежи (HM), чието приложение е в сектора на финансите. Алгоритмът се базира на числено устойчива реализация на метода Гаус-Нютон. Входните величини на HM са характеристиките на даден кандидат за кредит, а изходът е вероятността кредитоискателят да е с добро поведение (коректно да обслужва кредита). Основните заключения са свързани с приложимостта на HM в системите за управление на кредитния риск.

Ключови думи: невронни мрежи, метод на Гаус-Нютон, кредитен риск

## AN APPLICATION OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS IN THE CREDIT RISK MANAGEMENT SYSTEMS

### **Alexander Efremov**

**Abstract:** The paper presents an algorithm for training of artificial neural networks (ANN) and their application for risk assessment in the finance industry. A numerically stable realization of the Gauss-Newton method is applied for training of ANN-s, used by the credit risk management systems. In this application, the inputs of ANN are the available characteristics about the individuals, applied for a credit (application and bureau data) and the output is the probability the applicants to have a good performance. The main conclusions are regarding the ANN applicability for the credit risk assessment.

Keywords: neural networks, Gauss-Newton, credit risk

### **1. INTRODUCTION**

In this section is introduced the notation used in the paper and the structure of artificial neural networks (ANN), which is appropriate for a prediction of individuals' performance, applied for credit.

ANN is a system of interconnected neurons. A typical neuron structure is presented on figure 1. Generally it has many



Figure 1. Artificial neuron

inputs and one output. The k-th observation of the i-th input (factor) is denoted below with  $\varphi_{i,k}$  and the network output is  $\hat{y}_k$ . The total number of observations is N. If

54

only one neuron is used for scoring the credit risk, then  $\varphi_{i,k}$  is the set of factors associated with a given (the *k*-th) individual, applied for a credit,  $\hat{y}_k$  is the predicted probability of being good (which is denoted with  $y_k$  and depends on the past individual's performance) and *N* is the number of applicants in the data set. The input data is processing by the neurons in two steps. The first step is to calculate a weighted sum  $s_k$  of the inputs. The *i*-th neuron parameter (weight) is denoted with  $\theta_i$ . In addition to all weighted factors, a bias (intercept) term is added in the sum. In the following notation, the bias is denoted with  $\theta_0$  and a fictive constant factor  $\varphi_{0,k} = 1$  is introduced. With this notation, the sum for the *k*-th individual can be written as

$$s(\varphi_k) = s_k = \theta_0 \varphi_{0,k} + \theta_1 \varphi_{1,k} + \dots + \theta_n \varphi_{n,k} .$$

If all parameters and factors are collected in the vectors

$$\theta = [\theta_0 \quad \theta_1 \quad \dots \quad \theta_n]^T$$
 and  $\varphi_k = [\varphi_{0,k} \quad \varphi_{1,k} \quad \dots \quad \varphi_{n,k}]^T$ ,

(note that for *n* inputs,  $\theta$ ,  $\varphi_k \in \mathbb{R}^{n+1}$ ) the above linear combination can be written as

$$s_k = \theta^T \varphi_k.$$

The second step of data processing is a transformation of the weighted sum by a function, named activation or transfer function. It is denoted with a(s). The actual neuron output becomes

$$\hat{y}_k = a(s_k) \,.$$

The following activation functions are appropriate for the credit risk assessment:

- linear function a(s) = s

- logistic function 
$$a(s) = \frac{1}{1+e^{-s}}$$

In the concrete implementation, the neurons in ANN may have different activation functions.

An example of a feedforward ANN [2] (the signals are propagated only from input to output) is presented on figure 2. The neurons in the

ANN are arranged in layers. The first layer is named input layer and the last one is the output layer. All layers in between are named hidden layers.

The notation, when introduce the layers into consideration is presented below.

For a given layer,  $s_k$  is the vector

$$s_k = [s_1(\varphi_k) \ s_2(\varphi_k) \ \dots \ s_n(\varphi_k)]^T$$

of all linear functions of the neurons belonging to that layer. Also  $a(s_k)$  is assumed to be the vector

$$a(s_k) = [a(s_{1,k}) \quad a(s_{2,k}) \quad \dots \quad a(s_{n,k})]^T$$

of all neurons outputs. With other words the transformation a(.) is applying on  $s_k$  elementwise.

Let an ANN has *m* inputs/factors ( $\varphi_k \in \mathbb{R}^m$ ) and  $\ell$  outputs ( $\hat{y}_k \in \mathbb{R}^\ell$ ). Also, let the



Figure 2. Neural network

number of layers is l and the number of neurons in the *r*-th layer (for  $r = \overline{1,l}$ ) is  $n_r$ . The linear functions and the outputs of the *r*-th layer are denoted as  $s_k^{[r]}$  and  $y_k^{[r]} = a(s_k^{[r]})$  respectively. Note that the vectors are  $s_k^{[r]}$ ,  $y_k^{[r]} \in \mathbb{R}^{n_r}$ . The last (*l*-th) layer output is the ANN output i.e.  $y_k^{[l]} \equiv \hat{y}_k$ .

The inputs/factors of the *r*-th layer are outputs of the previous r-1-th layer (for  $r = \overline{2,l}$ ). These variables are gathered in the vector  $\varphi_k^{[r]} \in \mathbb{R}^{n_{r-1}+1}$ . According to the introduced notation, the first element of this vector  $\varphi_{0,k}^{[r]} = 1$  is introduced to account for the constant/bias term of the activation function, i.e.

$$\varphi_k^{[r+1]} = \begin{bmatrix} 1 & (y_k^{[r]})^T \end{bmatrix}^T.$$

In fact, the inputs of the first layer are gathered in a vector, which is also the input of the ANN, i.e.  $\varphi_k^{[1]} \equiv \varphi_k$ . For consistency with the notation ( $n_r$  is the number of inputs of the r+1-st layer) is introduced  $n_0$  – the number of inputs of the first layer, i.e.  $n_0 = m$ .

The vector function  $s_k^{[r]}$ , which depends on  $\varphi_k^{[r]} \in \mathbb{R}^{n_{r-1}+1}$  can be written in the following matrix form

$$s_k^{[r]} = \Theta^{[r]} \varphi_k^{[r]}.$$

The *r*-th layer parameter matrix  $\Theta^{[r]} \in \mathbb{R}^{n_r \times n_{r-1}+1}$  is

$$\boldsymbol{\Theta}^{[r]} = \begin{bmatrix} \theta_{10}^{[r]} & \theta_{11}^{[r]} & \dots & \theta_{1n_{r-1}}^{[r]} \\ \theta_{20}^{[r]} & \theta_{21}^{[r]} & \dots & \theta_{1n_{r-1}}^{[r]} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{n_{r}0}^{[r]} & \theta_{n_{r}1}^{[r]} & \dots & \theta_{n_{r}n_{r-1}}^{[r]} \end{bmatrix}.$$

Each row of  $\Theta^{[r]}$  contains the parameters of the corresponding neuron from the layer. Actually the *j*-th neuron from the *r*-th layer represents the relation between the outputs from the previous, *r*-1-th layer (or the ANN inputs, for *r*=1) and the *j*-th output of the *r*-th layer.

The paper is not focused on ANN structure selection, so it is assumed that the set of inputs, number of layers, number of neurons per layer and types of all neurons activation functions is known, (the variable selection step and ANN architecture optimization step from the system identification cycle are already performed).

#### 2. THE TRAINING ALGORITHM

The presented algorithm is based on Gauss-Newton optimization method [1]. The singular value decomposition (SVD) is used to ensure that the estimates are obtained in a numerically stable way.

### Idea behind the method

Gauss-Newton (GN) is a first order optimization method, in which the descent direction is determined, based on the gradient of the objective function and a Hessian approximation. To improve the convergence process, a step-size parameter is introduced, which adjusts the length of the step in the parameter space, based on the accumulated information about the shape of the objective function.

GN is applicable, when the objective function is a sum of squared values. The advantage of this method is that avoiding the calculation of the full Hessin, the optimization complexity drastically decreases. On the other hand, when the current point (from the parameter space) is away from the optimum and the objective function is not quadratic, the accuracy of both GN and Newton-Raphson (NR) (which uses the full Hessian) decreases. But when the trajectory approaches the optimum, usually the accuracy of the Hessian approximation grows and in this case GR and NR have similar behaviour. In many real-life cases, because GN is less complex, it is more preferable then NR. For this reason, GN is chosen for the training of ANN.

Let the estimates at the *i*-th iteration of all ANN parameters are gathered in the vector  $\theta^{(i)} \in \mathbb{R}^p$  (*p* is the total number of parameters). Let also  $f^{(i)} = f(\theta^{(i)})$  is the (scalar) objective function,  $g^{(i)} = g(\theta^{(i)})$  is its gradient (a column vector) and  $H^{(i)} = H(\theta^{(i)})$  is the Hessian at the *i*-th iteration. The consideration below start with NR, which is a second order method. It is based on a quadratic approximation of  $f(\theta)$ , which accounts for the first three terms of the Tailor series expansion

$$f^{(i+1)} = f^{(i)} + (\Delta\theta^{(i)})^T g^{(i)} + \frac{1}{2} (\Delta\theta^{(i)})^T H^{(i)} \Delta\theta^{(i)} + O_3$$
(1)

in a neighbourhood of  $\theta^{(i)}$  (note that the objective function at the *i*+1-th iteration is  $f^{(i+1)} = f(\theta^{(i)} + \Delta \theta^{(i)})$ ). With  $O_3$  are denoted the terms from the third and higher order. From (1) is obtained the model

$$M^{(i)}(\Delta\theta) = f^{(i)} + \Delta\theta^T g^{(i)} + \frac{1}{2}\Delta\theta^T H^{(i)}\Delta\theta, \qquad (2)$$

which approximates  $f(\theta)$  in a neighbourhood of the current point from the trajectory. This model is quadratic with respect to  $\Delta \theta$  and from (2) can be determined a quasioptimal update  $\Delta \theta^{(i)}$  of  $\theta^{(i)}$  (it would be optimal if  $f(\theta)$  is quadratic). The parameters correction  $\Delta \theta^{(i)}$  is determined by solving the equation

$$\nabla_{\Delta\theta} M^{(i)}(\Delta\theta) \bigg|_{\Delta\theta = \Delta\theta^{(i)}} = 0,$$

which is equivalent to  $g^{(i)} + H^{(i)}\Delta\theta^{(i)} = 0$ . The solution w.r.t.  $\Delta\theta^{(i)}$  (i.e. the optimal step in the parameter space, which minimizes the model  $M^{(i)}(\Delta\theta)$ ) is

$$\Delta \theta^{(i)} = -(H^{(i)})^{-1} g^{(i)}.$$
(3)

Often, in the system identification, the objective function is the residual sum of squares, i.e.

$$f(\theta) = e^T e \,, \tag{4}$$

where  $e \in R^{\ell N}$  is the vector

$$e = \begin{bmatrix} e_1^T & e_2^T & \dots & e_N^T \end{bmatrix}^T,$$

which contains the residuals, associated with all dependant variables for the observation window. It depends on the model parameters, because

$$e = y - \hat{y}(\theta) \,.$$

Here, the vectors  $y, \hat{y} \in \mathbb{R}^{\ell N}$ , which are

$$y = [y_1^T \quad y_2^T \quad \dots \quad y_N^T]^T$$
 and  $\hat{y} = [\hat{y}_1^T \quad \hat{y}_2^T \quad \dots \quad \hat{y}_N^T]^T$ ,

contain all dependant and predicted (by ANN) dependant values.

The gradient  $g \in R^p$  has the form

$$g = \nabla^T f(\theta) = 2J_e^T e .$$
<sup>(5)</sup>

The residual Jacobian  $J_e \in \mathbb{R}^{\ell N \times p}$  (the analogue of the first derivative of *e* w.r.t.  $\theta$ ) has the following structure

$$J_{e} = \nabla_{\theta} e = \begin{bmatrix} \nabla_{\theta} e_{1} \\ \nabla_{\theta} e_{2} \\ \vdots \\ \nabla_{\theta} e_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_{1,1}}{\partial \theta_{1}} & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial \theta_{2}} & \cdots & \frac{\partial e_{1,1}}{\partial \theta_{p}} \\ \frac{\partial e_{2,1}}{\partial \theta_{1}} & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial \theta_{2}} & \cdots & \frac{\partial e_{2,1}}{\partial \theta_{p}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_{\ell,1}}{\partial \theta_{1}} & \frac{\partial e_{\ell,1}}{\partial \theta_{2}} & \cdots & \frac{\partial e_{\ell,1}}{\partial \theta_{p}} \\ \frac{\partial e_{1,2}}{\partial \theta_{1}} & \frac{\partial e_{1,2}}{\partial \theta_{2}} & \cdots & \frac{\partial e_{\ell,N}}{\partial \theta_{p}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_{\ell,N}}{\partial \theta_{1}} & \frac{\partial e_{\ell,N}}{\partial \theta_{2}} & \cdots & \frac{\partial e_{\ell,N}}{\partial \theta_{p}} \end{bmatrix}.$$

The analogue of the second derivative of  $f(\theta)$  w.r.t.  $\theta$  is the Hessian  $H \in \mathbb{R}^{p \times p}$ , which is

$$H = \nabla^2 f(\theta) = 2J_e^T J_e + 2\overline{H}(I \otimes e)$$
(6)

( $\otimes$  is the Kroneker multiplication). Because *e* and  $\theta$  are vectors, then the Hessian of *e* w.r.t.  $\theta$  ( $\nabla_{\theta}^2 e$  is denoted below with  $H_e$ ) is a 3-rank tensor  $H_e \in \mathbb{R}^{N \times p \times p}$ . To avoid the tensor notation, the matrix

 $\overline{H} = [\boldsymbol{H}_{e,.1.}^T \quad \boldsymbol{H}_{e,.2.}^T \quad \dots \quad \boldsymbol{H}_{e,.p.}^T]^T \in \boldsymbol{R}^{Np \times p}$ 

is introduced in (6), with blocks  $H_{e,i}^T \in \mathbb{R}^{N \times p}$ , which contain the derivatives of the corresponding columns of  $J_e$ , i.e.

$$H_{e,i}^T = \nabla_{\theta} J_{e,i}$$
 for  $i = \overline{1, p}$ .

Keep in mind that expressions (5) and (6) for g and H holds when the objective function is a sum of squared values of the residual.

The usage of the second term in (6) (in NR) significantly increases the complexity of the correction  $\Delta\theta$  (see also (3)). In GN the term  $2\overline{H}(I \otimes e)$  is neglected and instead of *H*, the updating formula of the estimates depends on the following Hessian approximation

$$\widetilde{H} = 2J_e^T J_e \,.$$

The Standard GN consists of the following steps

1) Set the initial point  $\theta^{(0)}$  and other optimisation parameters, such as tolerances for the stopping criteria, maximum number of iterations, etc.

2) At the *i*-th iteration: calculate the gradient  $g^{(i)}$  and the Hessian approximation  $\tilde{H}^{(i)}$  at the current point  $\theta^{(i)}$ . Determine the estimates correction

$$\Delta \theta^{(i)} = -(\tilde{H}^{(i)})^{-1} g^{(i)} = ((J_e^{(i)})^T J_e^{(i)})^{-1} (J_e^{(i)})^T e^{(i)}.$$
(7)

3) Update the estimates

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} + \Delta \theta^{(i)}. \tag{8}$$

4) Check the stopping criteria and other termination rules (e.g. the maximum number of iterations, maximum CPU time, etc.). If the optimisation process is not terminated, set  $i \leftarrow i+1$  and continue from step 2. Otherwise, terminate the iterative process.

The matrix  $\tilde{H}$  is inverted in (7), in order to calculate  $\Delta \theta^{(i)}$ . A numerically stable realization of GN can be obtained by the Levenberg-Marquardt regularization of  $\tilde{H}$ . In this case the updating formula (7) is modified as

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} - ((J_e^{(i)})^T J_e^{(i)} + \delta I)^{-1} (J_e^{(i)})^T e^{(i)}.$$
(9)

With  $\delta > 0$  is avoided the case of inverting an ill-conditioned matrix. If  $\delta \to 0$ , (9) becomes (7) and when  $\delta \to \infty$ , the parameters trajectory approaches the one of the basic gradient (first order) method (in this case the step has a negligible length).

In practice, the regularization in (9) is realised as an iterative procedure in which  $\delta$ grows, until a better ANN in terms of  $f(\theta)$  is found. This is connected with additional data passes (especially if some variables are multicollinear). For large data sets, this leads to a significant increase of the convergence time. On the other hand, when N >> 1 (which is the usual case in the credit industry), the number of data passes should be reduced. From this perspective, one way to increase the efficiency of the optimization procedure, and at the same time to maintain numerically stable calculations, is to select  $\delta$  by using a quadratic approximation of  $f(\theta)$  at the chosen direction (this requires only one additional pass). So, at each iteration, one pass is necessary to determine  $J_e^{(i)}$  (and the decent direction) and a second pass is used for  $\delta$  determination. If the objective function has flat areas (this is a usual case with the credit scoring application), the quadratic interpolation in not appropriate. This is one of the reasons to use another approach for a numerically stable realization of GN, which is based on SVD decomposition of  $\tilde{H}$ . The other reason for this choice is that it requires only one data pass for the parameters update (this means about 50% time reduction, compared with the previous approach). The second reason is important for the current application, because the number of observations N in the real life projects can be around 10<sup>7</sup> and the number of independent variables in the beginning of the modelling stage from the system identification cycle, could be around  $10^3$ .

The SVD decomposition of  $\tilde{H}$  is

$$\widetilde{H} = U\Sigma V^T = \begin{bmatrix} U_1 & U_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & \Sigma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^T \\ V_2^T \end{bmatrix}.$$
(10)

Here  $\Sigma_1$  contains the significant singular values of  $\tilde{H}$  and  $\Sigma_2$  – only the insignificant ones. Then (10) can be approximated as  $\tilde{H} = U_1 \Sigma_1 V_1^T$ . The updating formula of the estimates becomes

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} - U_1 \Sigma_1^{-1} V_1^T (J_e^{(i)})^T e^{(i)}.$$

In this way the singular values in  $\Sigma_2$ , which would lead to numerical issues in (7)

have no influence on the new estimates  $\theta^{(i+1)}$ .

## **3. EXPERIMENT DESIGN AND RESULTS**

The presented experiment investigates both, the ANN accuracy and the performance of the training algorithm. The paper is not focused at the data preprocessing stage, so it is assumed that the data set is already prepared for the training. This means that missing data, outliers, linear dependent and not enough excited inputs are removed. Also, the character variables are classed (replaced by dummy variables), the independent continuous variables (if not classed) are standardized (with zero means and unit standard deviations) and the range of the dependent variable is between 0.05 and 0.95 (this ensures that the output values have the meaning of a probability).

To avoid issues with the confidentiality, as the credit risk assessment systems operate with sensitive (personal) data, the observations used in this paper are generated by a simulation. The data sets, in the following experiment are formed, based on realistic assumptions about the variables trends, which are accounted by a logistic regression model. This approach is used at Experian – the leading company in the finance industry and credit scoring, for testing the performance of new algorithms.

The analysis of ANN applicability for credit risk assessment is made by a Monte Carlo simulation (performed in Matlab). The approach is to generate statistically independent realizations of a set of normally distributed random processes, which represent both, the system uncertainty and the measurement noise. The system uncertainty is due to the difference between the actual relations in the investigated system and the simplified relations, accounted by the model. It is assumed that the measurement noise represents the influence of the environment (unobservable factors), fraud, data collection errors, not precise replacement of missing data, etc. Also, for each Monte Carlo run, the factors (inputs) are generated as independent random processes that are uniformly distributed with zero mean and unit variance (after the data preprocessing stage in the real life projects, the inputs are standardized). The dependant variables are calculated by the mentioned realistic logistic model, which leads to output values between 0 and 1. The initial ANN parameters are also selected in a random manner, but all other conditions (ANN structure, optimization parameters, used for the step size adjustment and the termination rules) remain the same.

ANN validation technique is based on partitioning the data set into two complementary subsets. One of them, named development/training set is used for parameters estimation, and the other, named validation set is used for an assessment of the model accuracy. The usage of two independent data sets gives the opportunity to check how well the model (ANN or logistic model) predicts the dependent variables, avoiding the potential overfitting/overtraining of the representation.

The following relative measure of the ANN accuracy

 $VAF = (1 - var(e_k) / var(y_k)) \times 100\%$ ,

named Variance Accounted For is used below. It represents the percentage amount of the variation of  $y_k$ , accounted by the network.

The results from the Monte Carlo simulation are the average values of VAF, training

time and number of iterations. They are summarized in table 1.

Ν	VAF	time	iterations
5 000	95.09	3.05	27.13
10 000	90.45	49.12	92.07
50 000	90.43	90.05	162.66

Table 1. ANN: average MSE, training time and iterations

### 4. CONCLUSION

The achieved ANN precision (the average VAF from table 1) in terms of the conditions set in the MC simulation shows that the neural networks are appropriate for modelling the individuals' performance. Tests with real life data confirm this conclusion. The ability of ANN to represent non-linear behaviour is the main advantage, which makes the networks preferable for the discussed application field.

ANN has much more flexible structure, compared with the logistic and linear regression models, which are widely used in the finance industry. The ability to introduce hidden layers without changing the input and output sets means that more degrees of freedom can be added in the explanation of the non-linear system behaviour. Another advantage of ANN is the freedom to select different activation functions per every single neuron and in this way to introduce some a-priori knowledge regarding the investigated system (especially if there are more than one dependant variables).

The time for training of ANN is significantly greater than the time for the logistic model determination. The main reason is that the most time consuming operations are reading and writing of data records (but not to the computation burden per iteration). Hence the significantly greater number of iterations, necessary for obtaining of ANN, leads to more data passes and therefore more time for the neural model determination. In general, ANN parameters have no business meaning, which is an obstacle for the validation of the trained ANN, by using of the available a-priori information, e.g. about the logical trends in the relations between the factors and the dependant variable. On the other hand, the logistic and the linear model is easily interpretable in terms of the specific business knowledge.

### REFERENCES

[1] Hagan M. T., Demuth H. B., Beale M. (1996), *Neural Network design*, PWS Publishing Company, pp. 12-45.

[2] Zurada J. M. (1992), *Introduction to Artificial Neural Systems*, West Publishing Company, pp. 163

Authors: Alexander Efremov, Ph.D. Assist. Prof. at Technical University of Sofia, *email: aefremov@gmail.com, url: http://anp.tu-sofia.bg/aefremov/index.htm* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## ЛОГИСТИЧНА РЕГРЕСИЯ И ПРИЛОЖЕНИЕТО Й В ОЦЕНЯВАНЕТО НА КРЕДИТНИЯ РИСК

## Александър Ефремов, Асен Тодоров

**Резюме:** В работата са представени два алгоритъма за оценяване на логистични модели (ЛМ), чието приложение е в сектора на финансите. Описани са предимствата на ЛМ за оценка на кредитния риск в сравнение с други модели, използвани в тази област. В изследването са използвани методът на най-бързото спускане (с два варианта за определяне на оптимална стъпка) и една числено устойчива реализация на метода Нютон-Рафсън. Обосновано е използването на Нютон-Рафсън, като по-подходящ метод за оптимизация на модели от изследваната област.

Ключови думи: логистични модели, Нютон-Рафсън, кредитен риск

## LOGISTIC REGRESSION AND IT'S APPLICATION IN THE CREDIT RISK ASSESSMENT

## Alexander Efremov, Assen Todorov

Abstract: The paper presents two algorithms for logistic models (LM) determination and their application for risk assessment in the finance industry. The advantages of LM for the credit risk assessment, compared with the linear regression models are discussed. The Steepest Descent (with two variants for optimal step size determination) and a numerically stable realization of the Newton-Raphson method are used. The reasons for the better behaviour of Newton-Raphson in the specific application are explained.

Keywords: Logistic regression, Newton-Raphson, credit risk

## **1. INTRODUCTION**

In this section is introduced the notation, used in the paper and the logistic model (LM), widely used in many data-mining projects, when the dependant variable is binomial. One of the LM applications is in the finance sector for credit risk assessment. Two regression models are most frequently used for scoring of individuals, applying for a credit. The inputs of both models are the available characteristics about the applicants (application and bureau data) and the outputs are the probability, the applicants to be good.

Figure 1 shows that the logistic and linear models could be very similar for certain values of the input variables (in the figure these values are  $\forall x \in [x_1, x_2]$ ). If the input x is between  $x_1$  and  $x_2$  both models would have a very similar behaviour for the individuals in the modeled population. However, the linear model differs from the logistic one outside this area. Also, the output of the system under investigation (individual applying for a credit) is a probability, but there is no restriction on the output of the linear model (it may predict a probability of e.g. 1.2 or -0.1 and such values are meaningless from theoretical point of view). In the credit risk, the dependent distribution is binomial, as the individuals with known behaviour (applied for a credit in the past) are assessed as goods (with probability 1) or as bads (with probability 0). Due to the just explained reasons, the considerations in the paper are focused only on the logistic models.



Figure1. Linear and logistic relation

The notation used in the paper is as follows. Let  $y_k$  is the value (0 or 1) of the dependent variable for the k-th applicant and  $x_{i,k}$  for  $i = \overline{1, n}$  is the value of the *i*-th independent variable, associated with the k-th applicant. Let also  $e_k$  is the remaining uncertainty, which is not accounted by the logistic model. It represents the effect of all not accounted processes, having an effect on  $y_k$  as well as the fact that the model is an abstract representation of the real interconnection between real processes. The general form of the logistic model is

$$y_k = \frac{e^{M_k}}{1 + e^{M_k}} + e_k \quad \text{for } k = \overline{1, N}.$$
(1)

If the model  $M_k$  is linear with respect to the independent variables i.e., if it has the following form

$$M_k = \theta_0 + \theta_1 x_{1,k} + \ldots + \theta_n x_{n,k},$$

then (1) is named a linear logistic model.

Let introduce the vector  $\theta \in \mathbb{R}^{n+1}$ 

$$\boldsymbol{\theta} = \left[ \theta_0 \ \theta_1 \ \dots \ \theta_n \right]^T,$$

which contains the model parameters and the vector  $\varphi_k \in \mathbb{R}^{n+1}$ 

$$\varphi_k = [1 \ x_{1,k} \ \dots \ x_{n,k}]^T$$

of all factors (input variables), related to the k-th applicant. Here the bias term (intercept) is denoted with  $\theta_0 = [\theta]_1$ . Using these vectors, the LM can be written as

$$y_k = \frac{e^{\varphi_k^T \theta}}{1 + e^{\varphi_k^T \theta}} + e_k = \hat{y}_k + e_k,$$

where  $\hat{y}_k$  is the predicted value of the dependent variable.

#### 2. PARAMETERS ESTIMATION

The algorithms are some of the most frequently used and proven in practice first and second order gradient optimization methods. A modification of the Newton-Raphson method with Singular value decomposition (SVD) of the Hessian is used to ensure that the parameters estimates are obtained in a numerically stable way.

#### **Objective function**

The least squares (LS) estimator, which is a particular case of the Maximum Likelihood (ML) is optimal in the case of normal distribution of the dependant variable. As LS is not optimal when the distribution is binomial, ML estimator is used for the determination of LM. By ML are determined the parameters, which maximize the likelihood of observing the available data.

The objective function in the following optimization problem is the likelihood function. Actually the model output  $\hat{y}_k$  can be viewed as a conditional probability the dependent variable  $y_k$  to be 1, given  $\varphi_k$ . More precisely the contribution of the pair  $\{\varphi_k, y_k\}$  for the case  $y_k = 1$  is  $\hat{y}_k = P(y_k = 1 | \varphi_k)$  and contribution of  $\{\varphi_k, y_k\}$  when  $y_k = 0$  is  $P(y_k = 0 | \varphi_k) = 1 - \hat{y}_k$ . Thus the contribution of the *k*-th observation  $\{\varphi_k, y_k\}$  to the (Bernoulli) likelihood function, is

$$l_{\theta,k} = \hat{y}_k^{y_k} (1 - \hat{y}_k)^{1 - y_k}.$$

Note that in the limited cases holds

$$l_{\theta,k} = \begin{cases} \hat{y}_k, & y_k = 1\\ 1 - \hat{y}_k, & y_k = 0 \end{cases}.$$

If the observations are independent and identically distributed, the likelihood function is proportional to the product of all N contributions, so the objective function, which is maximized by ML can be written in the following way

$$f'(\theta) = \prod_{k=1}^N l_{\theta,k}$$
.

Actually the binomial likelihood function is  $L_{\theta} = C_p^N f'(\theta)$  (where *p* is the number of model parameters), but in the next considerations the multiplier

$$C_p^N = \binom{N}{p} = \frac{N!}{p!(N-p)!},$$

will be ignored, as it is not a function of  $\theta$  and therefore it doesn't change the optimum. Taking the negative of the natural logarithm of the above expression and multiplying by 2 for further simplifications of the explanation, the following objective function is obtained

$$f(\theta) = -2\ln f'(\theta) = -2\sum_{k=1}^{N} (y_k \ln \hat{y}_k + (1 - y_k)\ln(1 - \hat{y}_k)).$$
(2)

Actually  $f'(\theta) \in [0, 1]$  (normally the limited cases are unrealistic). If  $f'(\theta) = 0$   $(f(\theta) = -\infty)$ , the model is completely inaccurate and if is  $f'(\theta) = 1$   $(f(\theta) = 0)$ , the model fully replicates the dependent variable, i.e.  $\hat{y}_k = y_k$ ,  $k = \overline{1, N}$ .

#### **Realization of the estimators**

The previous subsection shows that for the specific application, the ML task is to find the parameters estimates, which satisfy

 $\hat{\theta} = \arg \max f'(\theta) = \arg \min f(\theta)$ .

This optimization problem is solved below by using of two methods – Steepest Descent (SD) and Newton-Raphson (NR).

The following notation is used below. The estimated LM parameter vector at the *i*-th iteration is  $\theta^{(i)} \in \mathbb{R}^p$  (*p* is the number of parameters, including the intercept),  $f^{(i)} = f(\theta^{(i)})$  is the (scalar) objective function,  $g^{(i)} = g(\theta^{(i)})$  is the gradient (column vector) and  $H^{(i)} = H(\theta^{(i)})$  is the Hessian at the *i*-th iteration. SD is a gradient method, based on a linear approximation of  $f(\theta)$ , i.e. by using the first two terms of the Tailor series expansion

$$f^{(i+1)} = f^{(i)} + (\Delta\theta^{(i)})^T g^{(i)} + \frac{1}{2} (\Delta\theta^{(i)})^T H^{(i)} \Delta\theta^{(i)} + O_3$$
(3)

in a neighbourhood of  $\theta^{(i)}$  (note that  $f^{(i+1)} = f(\theta^{(i)} + \Delta \theta^{(i)})$  is the objective function at the *i*+1-th iteration). With  $O_3$  are denoted the terms from third and higher order. On the other hand, NR is based on a quadratic approximation of  $f(\theta)$  (by using the first three terms). From (3) are obtained the models

$$\begin{split} M_{L}^{(i)}(\Delta\theta^{(i)}) &= f^{(i)} + (\Delta\theta^{(i)})^{T} g^{(i)}, \\ M_{Q}^{(i)}(\Delta\theta^{(i)}) &= f^{(i)} + (\Delta\theta^{(i)})^{T} g^{(i)} + \frac{1}{2} (\Delta\theta^{(i)})^{T} H^{(i)} \Delta\theta^{(i)}, \end{split}$$

which approximate  $f(\theta)$  in a neighbourhood of the current point from the trajectory. The updating formula of the model parameters in SD is

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} + \mu^{(i)} p^{(i)}, \qquad (4)$$

where  $\mu^{(i)}$  is calculated by a line search optimization

$$\mu^{(i)} = \arg\min_{\mu} f(\theta^{(i)} + \mu p^{(i)})$$

and  $p^{(i)} = -\frac{g^{(i)}}{\|g^{(i)}\|_2}$  is a unit vector, pointed at the antigradient direction.

The above problem is solved by using of two approaches. One of them is a  $\mu$  optimization by using of NR (the method is denoted below with SDNR). Because  $\mu$  is a scalar, the gradient and the Hessian, necessary for NR of  $f(\theta^{(i)} + \mu p^{(i)})$  are also scalars. Therefore, the complication of SDNR is not significant, when use NR for the line search, compared with first order gradient methods. Moreover, the iterations of NR for  $\mu^{(i)}$  determination are in general less than the line search with first order methods. The other approach for selecting of  $\mu^{(i)}$  is based on a quadratic approximation of  $f(\theta^{(i)} + \mu p^{(i)})$  (denoted below as SDQA), i.e. the model

$$M(\mu) = a\mu^2 + b\mu + c$$

is used to approximate the objective function at the anti-gradient direction. After scanning of  $f(\theta^{(i)} + \mu p^{(i)})$  in several points and estimating the polynomial's parameters (the estimates are  $\hat{a}$ ,  $\hat{b}$  and  $\hat{c}$ ),  $\mu^{(i)}$  is calculated as

$$\mu^{(i)} = -\frac{\hat{b}}{2\hat{a}}.$$

This value corresponds to the optimum of the estimated model  $M(\mu)$ .

According to NR, the updating formula of the model parameters is

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} - (H^{(i)})^{-1} g^{(i)}.$$
(5)

After differentiating the objective function (2) w.r.t.  $\theta$  are obtained the gradient and the Hessian, which are

$$g = \nabla^T f(\theta) = \Phi^T e,$$
  
$$H = \nabla^2 f(\theta) = -\Phi^T \Gamma^2 \Phi$$

With  $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times n+1}$  is denoted the data (design) matrix

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & x_{1,1} & \dots & x_{n,1} \\ 1 & x_{1,2} & \dots & x_{n,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_{1,N} & \dots & x_{n,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T \\ \vdots \\ \varphi_N^T \end{bmatrix},$$

 $\Gamma \in \mathbb{R}^{N \times N}$  is the diagonal matrix  $\Gamma = \operatorname{diag}(\hat{y} * (1 - \hat{y}))^{1/2}$ , where the symbol '\*' denotes the elementwise multiplication of vectors/matrices and  $e \in \mathbb{R}^N$  is a column vector, containing the residual values associated with all individuals.

If  $\Phi$  contains multicollinear factors, the Hessian, which is inverting in (5) is ill-conditioned, which leads to numerical errors. Thus a numerically stable realization of NR is used, where SVD is applied to *H*, i.e.

$$H = U\Sigma V^T.$$

Let  $\Sigma_1$  is the submatrix, containing the singular values  $\sigma_i$  of H, which are most significant and satisfy

$$\frac{\sigma_i}{\sigma_{\max}+10^{-6}} > 10^{-6}$$
,

where  $\sigma_{\text{max}}$  is the maximal singular value. Let  $U_1$  and  $V_1$  are submatrices of U and V respectively, which correspond to the selected singular values. As a result, the updating formula (4) becomes

$$\theta^{(i+1)} = \theta^{(i)} - sV_1 \Sigma_1^{-1} U_1^T g^{(i)}.$$
 (6)

Here the step size parameter *s* is introduced in order to improve the behaviour of NR. The three algorithms approach the optimum in a different way (see figure 2). Generally, the advantage of SD is the reduced computational burden, compared with NR (which requires the full Hessian matrix). SD with quadratic approximation is the lightest method from the computational point of view, but it has the disadvantage that, if the scanning points are not appropriately selected, the approximation may not be precise and the value of  $\mu^{(i)}$  to be away from the optimal step size. In the next section is investigated the performance of the three estimators.



Figure 2. Trajectories of (a) – SDNR line search, (b) – SDQA and (c) – NR

#### **3. EXPERIMENT DESIGN AND RESULTS**

The experimental scenario, explained below, is used at Experian – the leading company in the finance industry and credit scoring, for testing the performance of new algorithms. To avoid issues with the confidentiality, as the credit risk assessment systems operate with sensitive (personal) data, the observations used in this paper are generated by a simulation. The data sets are formed by realistic assumptions about the variables trends, which are accounted by a logistic regression model.

Table 1. Average performance time [sec] depending on the number of observations (50 factors)

Ν	1 000	10 000	100 000
SDNR	0.08	2.03	18.69
SDQA	0.07	2.61	16.87
NR	0.05	0.66	5.49

Table 2. Average performance time [sec] depending on the number of factors (10<sup>5</sup> observations)

р	10	50	100
SDNR	3.42	15.59	65.78
SDQA	5.09	7.54	52.2
NR	1.12	5.48	14.82

The analysis of the estimators' behaviour, applied for models determination (which are later used for credit risk assessment) is made by Monte Carlo simulations (performed in Matlab). The approach is to generate statistically independent realizations of a set of normally distributed random processes, which represent both, the system uncertainty and the measurement noise. The system uncertainty is due to the difference between the actual relations in the investigated system and the simplified relations, accounted by the model. It is assumed that the measurement noise represents the influence of the environment (unobservable factors), fraud, data collection errors, not precise replacement of missing data, etc. Also, for each Monte Carlo run, the factors (inputs) are independently generated random processes that are uniformly distributed with zero mean and unit variance (after the data preprocessing stage in the real life projects, the inputs are standardized). The dependant variables are calculated by the mentioned realistic logistic model, which leads to realistic output values (between 0 and 1). Zero initial parameters are set, but all other conditions (ML structure and the termination rules) remain the same. The stopping criterion is the following measure of the convergence process

$$|f^{(i)} - f^{(i-1)}| \le 10^{-8}$$

The results from the Monte Carlo simulations are shown on the tables below. The average values of the estimators' performance time, depending on the number of observations and the number of factors are given in tables 1 and 2, respectively.

#### **4. CONCLUSION**

The results in the above tables show that NR is the most efficient method for estimating of risk models. For small data sets, the differences in the methods performance are not significant. However, when the number of observations is big, which is a normal situation in the risk management, NR is the fastest optimization method. Per each iteration, this method requires the Hessian calculation and inversion (note that for instance, if the number of factors is 50, which is a realistic case, then the second derivatives in *H* are 2500). But in spite of the highest computational burden, the NR parameters update  $\Delta \theta$  is most precise, which leads to the smallest number of iterations. Actually the main reason for the highest convergence rate of NR is that it builds models with smallest number of data passes and the most time consuming operations in the optimization task are the reading and writing the data (but not the computational operations). Note that SDNR and SDQA perform multiple data passes, but NR needs of only one pass per iteration. Also the antigradient direction is not optimal (it doesn't take into account the curvature of  $f(\theta)$ ), which leads to the greater number of iterations when the first order methods are used.

Both SDNR and SDQA have a similar performance, first of all, because they use only the gradient when determine the descent direction. SDQA requires smaller number of data passes per iteration, but the step size is determined by an approximation of  $f(\theta)$ , which depends on how the the scanning points are selected. As mentioned earlier, this method is sensitive (especially away from the optimum) w.r.t the position of the scanning points in relation to the optimum. In fact the second order optimization methods and the quasi-Newton methods (which use an approximation of the Hessian) are preferable in the considered application field. The objective function (the log likelihood) can be well approximated with a quadratic model in a close area around the optimum. On one hand, when the estimates are away of the extremum, both groups of methods calculate inefficient model updates. But when approach the optimum, the quadratic approximation of  $f(\theta)$  and the Hessian approximation (in the quasi-Newton methods) become more precise.

#### REFERENCES

[1] Hosmer D., Lemeshow S. (2000), *Applied Logistic Regression*, Wiley Series in Probability and Statistics, John Wiley & Sons, Inc.

[2] Nocedal J., Wright S. (2006), *Numerical Optimization*, Springer Series in Operation Research, Springer.

Authors: Alexander Efremov, Ph.D. Assist. Prof. at Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, *email: aefremov@gmail.com, url: http://anp.tu-so-fia.bg/aefremov/index.htm;* Assen Todorov, Assoc. Prof. Ph.D. at Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, *email: assent@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# ЗАДАЧАТА ЗА ДИСКРЕТНИЯ ЛОГАРИТЪМ В КРАЙНИ ПОЛЕТА

# Мариана Дурчева, Иван Трендафилов

**Резюме:** В статията правим обзор на задачата за дискретния логаритъм в крайни полета и на криптосистеми, чиято сигурност е основана на тази задача. Разгледани са някои основни алгоритми и алгоритми на индексното смятане за решаване на задачата за дискретния логаритъм.

**Ключови думи:** дискретен логаритъм, криптосистеми с открит ключ, малка стъпка – голяма стъпка,  $\rho$  – алгоритъм на Полард, метод на Полиг – Хелман, индексно смятане.

# THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM IN FINITE FIELDS

# Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov

**Abstract:** In this paper we survey the discrete logarithm problem in finite fields and some cryptosystem which based their security on it. Some generic and indexcalculus algorithms for computing discrete logarithms are presented.

**Keywords:** discrete logarithms, public key cryptosystem, baby-step, giant-step, Pollard's rho, Pohlig-Hellman method, index-calculus.

# 1. INTRODUCTION

Encryption has become tangibly more and more important in our everyday lives. Many of the methods used to keep our communications secret and our important information private involve *The Discrete Logarithm Problem* in some way. The difficulty of the Discrete Logarithm Problem (DLP) forms the basis of the security for many algorithms in public key cryptography, for performing tasks such as exchanging secret keys over public channel and ensuring the authenticity of electronic messages.

As a good guide in finite fields we suggest books [8], [46], [56] and [81]. A brief survey of the state of art in discrete logarithms till 2000 is presented in [61].

Definition 1.1. Let g be a primitive element of the finite field  $F_q$ . For any nonzero element h of  $F_q$  the Discrete Logarithm of h to the base g, denoted  $\log_g(h)$  is the least nonnegative integer t in the set  $\{0, \ldots, q-2\}$  such that  $g^t = h$ . Note that  $\log_g(h)$  is unique modulo q - 1.

More generally, we can define discrete logarithm in groups.

Definition 1.2. Let G be a finite cyclic group of order n. Let g be a generator of G, and let  $h \in G$ . The discrete logarithm of h to the base g, denoted  $\log_g(h)$ , is the unique integer x,  $0 \le x \le n-1$ .

Definition 1.3. The Discrete Logarithm Problem (DLP) in a finite field is: given a finite field  $F_q$ , a generator g of  $F_q^*$  and an element  $h \in F_q^*$ , compute the discrete logarithm  $\log_q(h)$ .

Some authors (see for instance [91]) consider the Discrete Logarithm Problem as some formal problem specification: DLP - when the order of the cyclic group is unknown; DLKOP (Discrete Logarithm with Known Order Problem); DLKOFP (Discrete Logarithm with Known Order Factorization Problem).

### 2. PUBLIC KEY CRYPTOGRAPHY BASED ON DLP

#### 2.1 Diffie-Hellman Key Exchange

In 1976 Whitfield Diffie and Martin Hellman published **New Directions in Cryptography** [24] in which they proposed an algorithm allowing two users Alice and Bob who wish to communicate over insecure (public) channel to create a common key. The Diffie-Hellman Key Exchange is the following protocol:

1. Alice and Bob publicly agree on a finite field  $F_q$  and a primitive element  $g \in F_q^*$ . 2. Alice and Bob each select integer a and b respectively from  $\{2, \ldots, q-2\}$  which is their secret key.

3. Alice computes  $g^a$  and transmits it to Bob ( $g^a$  is her public key) while Bob computes  $g^b$  and transmits it to Alice ( $g^b$  is his public key).

4. Alice computes  $k_a = (g^b)^a = g^{ba}$  and Bob computes  $k_b = (g^a)^b = g^{ab}$ .

At the end of this protocol both parties now share the key  $k = k_a = k_b$ .

Definition 2.1. The problem of determing  $g^{ab}$  in field  $F_q$  from knowing g,  $g^a$  and  $g^b$  is called the Diffie - Hellman problem (DHP).

Certainly, if one can compute discrete logarithms one can solve the DHP. However for the converse it is unknown. For most groups it is believed that the DL and DH problems have similar complexities. Some results to this effect have been obtained in [7], [10], [20], [40], [41] and [96]. Some authors (see [83]) consider two variants of Diffie-Hellman problems: Computational Diffie-Hellman (CDH) and Decision Diffie-Hellman (DDH). Maurer and Wolf [48] further develop the Diffie-Hellman protocols. The group Diffie-Hellman problems are considered in [13].

The Diffie-Hellman Key Exchange is standardized by ANSI x 9.42 [4] and is used in numerous security protocols such as TLS.

#### 2.2 ElGamal cryptosystem

In 1985 Tahir ElGamal [26] published a public key cryptosystem which is the following protocol:

#### Key setup

1. Alice selects a finite field  $F_q$  and a primitive element g of this field.

- 2. Alice selects a random integer  $a \in \{2, \ldots, q-1\}$  which is her private key.
- 3. Alice computes  $k_a = g^a$  and publishes  $F_q, g, k_a$ . This is her public key. *Encryption*

1. Bob encodes the message m he wants to send Alice as an element of  $F_q$ , using a public encoding scheme.

- 2. Bob selects a random integer  $b \in \{2, \ldots, q-1\}$  and keep it secret.
- 3. Bob computes  $c_1 = g^b$  and  $c_2 = k_a^b m$ .
- 4. Bob transmits to Alice the ciphertext  $(c_1, c_2)$ . Decryption
- 1. Alice receives the ciphertext  $(c_1, c_2)$ .
- 2. Alice computes  $c_1^{-a}c_2 = (g^b)^{-a}(g^a)^b m = g^{-ab}g^{ab}m = m.$
- 3. Alice decodes the message from m, according to the public scheme used by Bob.

Odlyzko in [56] pointed out that the security of the ElGamal cryptosystem is equivalent to the infeasibility of DDH and the ElGamal decryption is equivalent to solving CDH, and that any algorithm that solves CDH can be used to decrypt ElGamal cyphertexts and vice versa. A simple modifications of the ElGamal Cryptosystem are suggested in [5], [11], [15] and [45].

### 2.3 Digital Signature Scheme (DSS)

In [26] ElGamal proposed also a digital signature scheme which based its security on the infeasibility of discrete logarithms. In 1994 a variation of this method was accepted as a United States Federal Standard by the NIST an in common use. The latest revision of the Digital Signature Scheme DSS can be found in [89]. Next we describe briefly DSS. This is a triple of algorithms. The first stage is key generation when is selected an appropriate large prime order finite field  $F_p$  and private key. Besides, at this stage is computed public key. In [30] is presented an improved Distributed Key Generation (DKG) protocol for generation private and public keys. The second stage is *message signing* and the third stage is *signature verification*. Peter Schnorr [77] proposed a variant of ElGamal digital signature. In [67] is proved that the Schnorr signature scheme is unforgettable under the adaptive chosen message attack. In [88], [95] and [96] are presented additions on ElGamal encryption which result in non-malleability under adaptive chosen plaintext attack. A novel encryption technique in this direction is presented in [47]. In [65] is provided evidence that the unforgettability of several discrete logarithms based signatures (like Schnorr signatures) cannot be equivalent to the DLP in the standard-model security. The existing problems of ElGamal Digital Signature is analyzed also in 11 and some improvements has been proposed.

The open-source software GnuPG uses ElGamal DSS as standard for signature [59], [50]. El-Gamal is a part of the Open SSL, Pretty Good Privacy(PGP) and other software (see [63]). In [44] is predicted the feasibility of the DLP in coming years and ramifications for key sizes for cryptosystems based on discrete logarithms.

### 3. EXPLICIT FORMULAS

Wells [94] gave an explicit polynomial form for discrete logarithms in prime fields. Mullen and White [57] found an explicit form for discrete logarithms in fields of prime power order. Meletiou [52] gave an explicit form for the discrete logarithm over the field GF(p, k) (see also [51]). Niederreiter [60] has provided much simpler proofs of these formulas that also generalizes the formula of Wells to fields of prime power order. For any  $h \in F_q^*, q \geq 3$  we have

$$\log_g(h) \equiv -1 + \sum_{j=1}^{q-2} \frac{h^j}{g^{-j} - 1} \pmod{p},$$

where on the right-hand side of the congruence there is an element of  $F_p$ .

A shorter proof for an explicit formula for all q was given by Wan in [92]. Series of articles by Wintherhof et al. concerning approximation of discrete logarithms in finite fields by polynomials recently appeared [12],[38],[43] and [49].

### 4. GENERIC ALGORITHMS

A good overview on the most important attack algorithm for solving DLP are given in [27] and [37]. The algorithm for computing discrete logarithms is called *generic* if it can be used to solve DLP in any arbitrary finite cyclic group.

#### 4.1 The Baby-step, Giant-step method

This algorithm due to Shanks [79] is a generic method which applies to any cyclic group. Let  $G = \langle g \rangle$  be a cyclic group of prime order p and  $h \in G$ . We want to find the value of integer k,  $(0 \leq k \leq p-1)$  modulo p such that  $h = g^k$ . First, let  $k = k_0 + k_1[\sqrt{p}]$ . Now (since  $k \leq p-1$ ) we have that  $0 \leq k_0, k_1 \leq [\sqrt{p}] - 1$ . It is clear to find k is sufficient to find the values of  $k_0$  and  $k_1$ . The baby-step consists of computing  $g_i = g^i$ , for  $0 \leq i \leq [\sqrt{p}]$  but the giant-step is computing  $h_j = h.g^{-j}[\sqrt{p}]$  for  $0 \leq j \leq [\sqrt{p}]$  and trying to find a match in the table of baby-steps. It means that we have to find a value  $g_i$  such that  $g_i = h_j$ . Any common element immediately allows us to find the discrete logarithm of h. For any cyclic group of prime order p this algorithm has time complexity  $O(\sqrt{p})$  and requires  $O(\sqrt{p})$  storage. There are many modifications of this algorithm [82], [85]. In [22], [84] are presented several baby-step, giant-step algorithms for the low hamming weight discrete logarithm problem.

#### 4.2 The Pollard's $\rho$ method

The main idea for solving the DLP  $g^k \equiv h \pmod{p}$  in  $F_p^*$  is to find a match between  $g^i h^j$  and  $g^l h^m$  for some known exponents  $i, j, l, m \in \mathbb{N}$  [69]. Then  $g^{i-l} = h^{m-j}$ and taking roots in  $F_p$  will solve the problem of expressing h as a power of g. The difficulty is to find a function  $f : F_p \to F_p$  which is both easy to compute and seemingly random. Assuming that function  $f : F_p \to F_p$  behaves like a random
function, then the expected running time of this algorithm is  $O([\sqrt{p}])$  group multiplications. In [86] E.Teske gave an alternative method of sequence generation. In [6], [39] and [54] are suggested better parameters for iteration function and are revisited Teske's adding-walk and mixed-walk functions. In [62] is considered the parallelisation of collision searches which has many applications in cryptography. A new efficient collision detection algorithm for Pollard's rho method is presented in [93]. How to accelerate Pollard's rho is shown in [19].

#### 4.3 The Pollard's $\lambda$ (Kangaroo) method

This algorithm was proposed by Pollard at the same time as his  $\rho$  method [69]. Like the  $\rho$  method, the  $\lambda$  method is based on finding sequence collisions and the algorithm time complexity is estimated using the *Birthday paradox*. In 2000 Pollard published the paper [68] in which he revisited the  $\rho$  and the  $\lambda$  methods detailing improvements which had been published by other authors since his first paper [69] and improving the complexity analysis of the  $\lambda$  method.

#### 4.4 The Pohlig-Hellman algorithm

This algorithm [66] works in any cyclic group. In [14] is shown that the problem of computing the discrete logarithm in a cyclic group G can be reduced to a DLP in a cyclic group of prime order if we know the factorization of the group order  $n = |G| = \prod_{p/n} p^{\varepsilon(p)}$ . Let us assume that we know how to split p - 1 into prime

factors  $p-1 = \prod_{i=1}^{n} q_i^{\alpha_i}$ . Then the Pohlig-Hellman algorithm works at 3 steps. Step 1 consists of creating a table of numbers; in step 2 the creating table is used for

obtaining the values of  $\log_g h \pmod{q_i^{\alpha_i}}$ ,  $i = 1, \ldots, s$ . In step 3 is applied Chinese remainder theorem for computing  $\log_g h \pmod{p-1}$  from known  $\log_g h \pmod{q_i^{\alpha_i}}$ .

The Pohlig-Hellman algorithm has polynomial complexity  $O((\log p)^{C_1})$  when all prime divisors  $q_i$  of p-1 are less than  $(\log p)^{C_2}$ , where  $C_1$  and  $C_2$  are nonnegative constants. If p-1 has prime divisor  $q, q \ge p^C$ , where C is a positive constant, then the complexity of Pohlig-Hellman algorithm becomes exponential [90]. In the case of fields  $F_{2^n}$  of characteristic 2, it is possible to choose n so that  $2^n - 1$  is in fact a prime (*Mersenne prime*), in which case the Pohlig-Hellman reduction is absolutely no benefit to an attacker. For fields of odd characteristic, there exist prime numbers p known as *Sophie Germain primes*, which have the property that 2p + 1 is also a prime. Using this numbers minimizes the usefulness of the Pohlig – Hellman reduction. More details can be seen in [23] and [70].

#### 4.5 Lower bounds

In 1997 Victor Shoup [80] improved previous results of [58] and gave a lower bound for a cyclic group of order  $p^r$  for a prime p. In Shoup's model, a generic algorithm starts with 1 and  $g^x$  and at all times maintains a list of of group elements  $g^{s_i}$ . The discrete logarithm can be computed only by finding a collision. After m group operations, the probability for such a collision is  $O(m^2p)$ .

A combinatorial view on generic attacks on the DLP was first introduced by Schnorr [78] and was further advanced by [16] which gave a characterization of generic attacks on the entire group of prime order, see also [83]. In [55] is developed a theory of lower bounds in the generic group model on the discrete logarithm problem constrained to a subset  $S \subseteq \mathbb{Z}_p$  known to the attacker (constrained DLP).

#### 5. INDEX CALCULUS ALGORITHMS FOR FINITE FIELDS

As a good survey we suggest [61]. The term "index calculus" describes a family of discrete logarithm algorithms in which the details of implementation may vary depending on the fields being considered and application specific requirements. The first published method explicitly considering the computation of discrete logarithms is due to Adleman [3]. He published index calculus algorithm applicable to prime order fields  $F_p$ . Then the algorithm is improved in [1] for all finite fields. The first generalization prime power order fields  $F_{p^n}$  is due to Hellman and Reyneri [33]. In [9] is published an improvement to this method for arbitrary fields  $F_{p^n}$  and also an improvement specific to field of characteristic 2,  $F_{2^n}$ . The latter idea was then extended by Coppersmith, Odlyzko, Schroeppel [21] to give a faster algorithm for field  $F_{2^n}$ . Algorithms for computing discrete logarithms in fields of characteristic two can be seen in [35], [87]. A Waterloo variant of the index calculus for the DLP in  $F_{2^n}$  is concerned in [25]. In [29] is considered the possibility of using a factor base for fields  $F_{p^n}$  other then the usual choice of polynomials of degree below some bounds. An adopted algorithm from the index-calculus for the finite field extensions can be seen in [18]. The best known algorithm for computing discrete logarithm in  $Z_p^*$  is a variation of index-calculus method called the number field sieve (NFS). In 1993 a major breakthrough was achieved in [31] by improving. In [2] is suggested function field sieve. Acceleration of the NFS is proposed in [36] and [71] – [76]. In [32] the index calculus algorithm for solving DLP is developed on an algebraic torus.

We describe briefly index-calculus algorithm. Let's consider the equation  $g^x = h$ , where  $g, h \in (\mathbb{Z}/p\mathbb{Z})^*$ , p is a prime and the order of g is p-1 (modulo p). The first step is to select a factor base B which is a subset consisted of "small" primes (preprocessing step). The second step is to compute the discrete logarithms of a desired element h using the knowledge of the discrete logarithms of the elements in the factor base. A new methodology for the precomputation phase of the indexcalculus is presented in [64]. The Adleman's algorithm has running time  $L_p(\frac{1}{2}; c)$ . The algorithm COS could achieve running time  $L_p(\frac{1}{2}; 1)$ . The running time of the number field sieve for DLP is  $L_p(\frac{1}{3}; 1,923)$ . See [34], [53] and [90] for more details. In [34] is pointed out that the index-calculus is a subexponential algorithm for solving the DLP in  $F_p^*$ . This stands in marked contrast to the DLP in elliptic curve group where the best known algorithms are fully exponential. A general framework for subexponential DLP can be seen in [28].

#### References

[1] Adleman L., DeMarrais J. (1993), A Subexponential Algorithm for Discrete Logarithms over All Finite Fields, LNCS, CRYPTO '93.

[2] Adleman L., Huang M. (1999), Function Field Sieve Method for Discrete Logarithms over Finite Fields, Information and Computation 151 (1999) 5 – 16.

[3] Adleman L. (1979), A subexponential algorithm for the discrete logarithm problem with applications to cryptography, Proceeding SFCS '79.

[4] ANSI x9.42 (2003), *PKC for the Financial Services Industry; Agreement of Symmetric Keys Using DL Cryptography*, Technical report, American Bankers Association, 2003.

[5] Ateniese G., Benson K., Hohenberger S. (2009), *Key-Private Proxy Re-Encryption*, Topics in Cryptology, CT-RSA, 2009.

[6] Bai S., Brent R. (2008), On the Efficiency of Pollard's Rho Method for Discrete Logarithms, The Australasian Theory Symposium (CATS2008).

[7] Biham E., Boneh D., Reingolg O. (1997), *Breaking Generalized Diffie-Hellman Modulo a Composite is no Easier than Factoring*, Inform. Process. Lett. 70, (1997).

[8] Blake I., Gao X., Mullin R., Vanstone S., Yaghoobian T. (1993), *Applications of Finite Fields*, Kluwer Academic Publishers, 1993.

[9] Blake I., Fuji-Hara R., Mullin R., Vanstone S. (1984), *Computing Logarithms In Finite Fields* of *Characteristic Two*, SIAM J. Disc. Math., v.5, no2, 1984.

[10] Blake I., Garefalakis T. (2004), On the complexity of the discrete logarithm and Diffie-Hellman problems, Journal of Complexity 20 (2004) 148 – 170.

[11] Blaze M., Bleumer G., Strauss M. (1998), *Divertible Protocols and Atomic Proxy Cryptog-raphy*, EUROCRYPT'98, LNCS 1403, 98.

[12] Brandstatter N., Winterhof A. (2006), *Approximation of the discrete logarithm in finite fields of even characteristic by real polynomials*, Arch. Math., v. 42, no. 1 (2006) 43 – 50.

[13] Bresson E., Chevassut O., Pointcheval D. (2002), *The group Diffie-Hellman Problems*, Selected Areas in Crypt. 2002, LNCS 2595, Springer.

[14] Buchmann J. (2001), Introduction to Cryptography, 2001 Springer-Verlag New York Inc.

[15] Canetti R., Hohenberge S. (2007), *Chosen-Ciphertext Secure Proxy Re-Encryption*, preprint, Oct.2007.

[16] Chatenaeauf M., Ling A., Stinson D. (2001), *Slope Packings and Coverings and Generic Algorithms for Discrete Logarithms Problem*, CORR 2001-60.

[17] Chen H., Shen X., Lv Y. (2011), An Implicit ELGamal Digital Signature Scheme, J. of Software, v. 6, no. 7, July 2011.

[18] Cheng Q. (2005), On the Bounded Sum of digits Discrete Logarithm Problem in Finite Fields, preprint, 2005.

[19] Cheon J., Hong J., Kim M. (2012), Accelerating Pollard's Rho Algorithm on Finite Fields, J. of Cryptology, 25(2), 2012.

[20] Cherepnev M. (2009), On the connection between the discrete logarithms and the Diffie-Hellman problem, Discrete Mathematics and Applications, v.6, Issue 4, pp. 341 – 350.

[21] Coppersmith D., Odlzyko A., Schroeppel R. (2007), Discrete logarithms in GF( p ), Algorithmica, v.1, no.1-4 (2007) 1 – 15.

[22] Coron J., Lefranc D., Poupard G. (2005), A New Baby-Step Giant-Step Algorithm and Some Applications to Cryptanalysis, LNCS 2005, v.3659 (2005) 47 – 50.

[23] Delfs H., Knebl H. (2007), Introduction to Cryptography, Springer-Verlag Berlin, 2007.

[24] Diffie W, Hellman M.(1976), New directions in cryptography. IEEE Trans. Information Theory, IT-22(6) (1976) 644 - 654.

[25] Drmota M., Panario D. (2002), *A Rigorous Proof of the Waterloo Algorithm for the DLP*, Des. Codes and Crypt., 26, 2002.

[26] ElGamal T. (1985), A public key cryptosystem and a signature scheme based on discrete logarithms, IEEE Trans. Inform. Theory 31 (1985) 469 – 472.

[27] van Tilborg H.(ed.)(2005), *Encyclopedia Of Cryptography And Security*, 2005 Springer Science + Business Media, Inc.

[28] Enge A., Gaudry P. (2002), *A General Framework for Subexponential Discrete Logarithm Algorithms*, Acta Arithmetica 102 (2002) 83 – 103.

[29] Garefalakis T., Panario D. (2001), *The Index Calculus Method Using Non-Smooth Polynomials*, Math. of Comp., v.70, no 235 (2001) 1253 – 1264.

[30] Gennaro R., Jarecki S. (2007), Secure Distributed Key Generation for Discrete-Log Based Cryptosystems, J. Cryptology 20 (2007) 51 – 83.

[31] Gordon D. (1992), *Discrete Logarithms in GF(p) using the Number Field Sieve*, preprint, Febr.1992.

[32] Granger R., Vercauteren F. (2005), On the Discrete Logarithm Problem on Algebraic Tori, Crypto 2005, LNCS 3621 (2005) 66 – 85.

[33] Hellman D., Reyneri J. (1998), *Fast Computation of Discrete Logarithms in GF(q)*, Springer-Verlag, 1998.

[34] Hoffstein J. Pipher J., Silverman J. (2008), An Introduction to Mathematical Cryptography, 2008 Springer Science + Business Media, LLC.

[35] Joux A., Lercier R. (2001), Discrete Logarithms in  $GF(2^{521})$ , preprint, Sep.2001.

[36] Joux A., Lercier R., Smart N., Vercauteren F. (2006), *The Number Field Sieve in the Medium Prime Case*, CRYPTO 2006, LNCS 4117, Springer 2006.

[37] Katz J., Lindell Y.(2008), *Introduction to Modern Cryptography*, Chapman & Hall CRC Press, 2008.

[38] Kiltz E., Winterhof A. (2006), *Polynomial interpolation of cryptographic functions related* to *Diffie-Hellman and DLP*, Disc. Appl. Math., 154 (2006).

[39] Kim J., Montenegro R., Tetali P. (2007), Near Optimal Bounds for Collision in Pollard Rho for Discrete Log, preprint, Aug.2007.

[40] Koblitz N., Menezes A., Shparlinski I. (2011), *Discrete Logarithms, Diffie-Hellman and Reductions*, preprint, Jan.2011.

[41] Konyagin S., Lange T., Shparlinski I. (2003), *Linear Complexity of the Discrete Logarithm*, Des. Codes and Crypt., 28 (2003) 135 – 146.

[42] LaMacchia B., Odlyzko A. (1991), Computation of Discrete Logarithms in Prime Fields, Des. Codes and Crypt.1 (1991) 47 – 62.

[43] Lange T., Winterhof A. (2003), Interpolation of the discrete logarithm in  $F_q$  by Boolean functions and by polynomials in several variables modulo a divisor of q-1, Disc. Appl. Math. 128 (2003).

[44] Lenstra A., Verheul E. (2001), *Selecting Cryptographic Key Sizes*, J.of Cryptology 14 (2001).

[45] Libert B., Vergnaud D. (2008), Unidirectional Chosen-Ciphertext Secure Proxy Re-Encryption, preprint, Nov.2008.

[46] Lidl R., Niderreiter G. (1985), *Finite Fields*, Cambridge University Pres, 1985.

[47] Mames C., Paillier P., Pointcheval D. (2006), *Encoding-Free ElGamal Encryption Without Random Oracles*, PKC-Crypto'06, LNCS, Springer, 2006.

[48] Maurer U., Wolf S. (1999), *The Relationship Between Breaking The Diffie-Hellman Protocol* And Comp. Dis.Logs, SIAM J. Comp. v.28, 5 (1999).

[49] Meidl W., Winterhof A.(2001), Lower Bounds on the Linear Complexity of the Discrete Log in Finite Fields, IEEE Trans. on Inform. Theory, v.47, 2001.

[50] Meier A.(2005), *The ElGamal Cryptosystem*, preprint, June, 2005.

[51] Meletiou G. (2009), *Polynomial Interpolation of the k-th root of the Discrete Logarithm*, A.T.E.I. of Epirus, Arta, GREECE.

[52] Meletiou G. (1993), *Explicit Form for the Discrete Log over the Field* GF(p,k), Arch.Math. (Brno) 29, 1993.

[53] Menezes A., VanOorschot P., Vanstone S. (1997), *Handbook of Applied Cryptography*, Series on Dis. Math. and its Appl., CRC Press, Boca Raton (1997).

[54] Miller S., Venkatesan R. (2006), *Spectral Analysis of Pollard Rho Collisions*, preprint, Apr.2006.

[55] Mironov I., Mityagin A., Nissim K. (2006), *Hard Instances of the Constrained Discrete Logarithm Problem*, ANTS VII, LNCS 4076, 2006.

[56] Mullen G., Panario D. (ed.) (2011), Handbook of Finite Fields, Chap. & Hall CRC Press, 2011.

[57] Mullen G., White D. (1986), A Polynomial Representation for Logs in GF(q), Acta Arithmetica, 1986.

[58] Nechaev V. (1994), Complexity of a Determinate Algorithm for the Discrete Logarithm, Mathematical Notes, v.55 (2), 1994.

[59] Nguyen P. (2004), *Can We Trust Cryptographic Software?* Cryptographic Flaws in GNU Privacy Guard, Eurocrypt'04.

[60] Niederreiter H. (2002), Incomplete Character Sums and Polynomial Interpolation of the Discrete Log, Finite Fields and Their Appl.8, (2002).

[61] Odlyzko A. (2000), Discrete logarithms: The past and the future, Des. Codes Crypt. 19(2000).

[62] VanOorschot P., Wiener M. (1999), *Parallel Collision Search with Cryptanalytic Applications*, J.of Crypt. 12 (1999).

[63] Paar C., Pelzl J. (2010), Understanding Cryptography, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2010.
[64] Padmavathya R., Bhagvati C. (2011), Discrete logarithm problem using index calculus method, Math.and Comp.Modelling, 2011.

[65] Paillier P., Vergnaud D. (2005), *Discrete-Log-Based Signatures May Not Be Equivalent to Discrete Log*, ASIACRYPT'05, LNCS 3788, Springer 2005.

[66] Pohlig S., Hellman M. (1978), An Improved Algorithm for Computing Logs over GP(p)and Its Crypt. Significance, IEEE Trans. on Inf. Theory, 1978.

[67] Pointcheval D., Stern J. (2000), Security Arguments for Dig. Signatures and Blind Signatures, J. of Cryptology, v.13(3), Springer, 2000.

[68] Pollard J. (2000), *Kangaroos, Monopoly and Discrete Logarithms*, J. of Cryptology 13 (2000) 437 – 447.

[69] Pollard J. (1978), Monte Carlo Methods for Index Computation mod p, Math. of Comp., v.32 (143), 1978.

[70] Ribenboim P.(1996), The new book of prime number records, 1996 Springer-Verlag, NY Inc.

[71] Schirokauer O. (1993), *Discrete Logarithms and Local Units*, Phil. Trans. R. Soc. Lond. A 345 (1676), 1993.

[72] Schirokauer O. (1999), Using Number Fields to Compute LOGS In Finite Fields, Math. of Comp., v.69 (231), 1999.

[73] Schirokauer O. (2002), The Special Function Field Sieve, SIAM J. Discr. Math. 16 (4) 2002.

[74] Schirokauer O. (2008), The Impact of the Number Field Sieve on the DLP in Finite Fields, Alg. Number Theory, v.44, 2008.

[75] Schirokauer O. (2010), The Number Field Sieve For Integers of Low Weight, Math.of Comp., v.79 (269), 2010.

[76] Schirokauer O., Weber D., Denny T. (1996), *Discrete Logs: The Effectiveness of the Index Calculus Method*, Springer-Verlag (1996) 337 – 361.

[77] Schnorr C. (1989), *Efficient identification and signatures for smart cards*, CRYPTO'89, LNCS Springer, 1989.

[78] Schnorr C. (2000), Small Generic Hardcore Subsets for the Dis.Log: Short Secret DL-Keys, preprint, Sep.2000.

[79] Shanks D. (1971), Class Number a Theory of Factorization and General, SPM, v.20, Providence, AMS, 1971.

[80] Shoup V. (1997), *Lower Bounds for the Dis. Logs and Related Problems*, EUROCRYPT'97, LNCS 1233, Springer, 1997.

[81] Shparlinski I. (1999), Finite Fields: Theory and Computation, Kluwer Ac. Publishers, 1999.

[82] Stein A., Teske E. (2005), *Optimized Baby Step-Giant Step Methods*, J. Ramanujan Math. Soc. 20, no.1 (2005) 1 – 32.

[83] Stinson D. (2006), Cryptography, Theory and Practice, 2006, Chapman & Hall CRC Press.
[84] Stinson D. (2001), Some Baby-Step Giant-Step Algorithms For The Low Hamming Weight DLP, Math. of Comp., v.71 (237) 2001.

[85] Terr D. (1999), A Modification of Shank's Baby-Step Giant-Step Algorithms, Math. of Comp. v.69 (230), 1999.

[86] Teske E. (2001), Square-Root Algorithms for the DLP(a Survey), preprint, Jan.2001.

[87] Thomé E. (2002), *Discrete Logarithms in*  $GF(2^{607})$ , preprint, Feb.2002.

[88] Tsiounis Y., Yung M. (1998), On the Security of ElGamal Based Encryption, LNCS, 98, v.1431 (1998).

[89] U.S.Department of Commerce NIST, *Digital Signature Standard (DSS)*, http://dx.nist.gov.publications fips 186-2-change1.pdf.

[90] Vasilenko (2003), Number-Theoretical Algorithms in Cryptography (in Russian), M. 2003.

[91] Vaudenay S. (2006), *A Classical Introduction to Cryptography*, 2006 Springer Science + Business Media, Inc.

[92] Wan Z. (2008), A shorter proof for an explicit formula for discrete logarithms in finite fields, Discrete Math. 308 (2008).

[93] Wang P., Zhang F. (2012), An Efficient Collision Detection Method for Computing Dis. Logs with Pollard's Rho, J. of Appl.Math. 2012.

[94] Wells A. (1984), *A polynomial form for logarithms modulo a prime*, IEEE Trans. on Inf. Theory, 1984, v.30(6).

[95] Yao A., Zhao Y. (2011), A New Family of Practical Non-Malleable Protocols, preprint.

[96] Yao A., Zhao Y. (2011), *A New Family of Practical Non-Malleable Diffie-Hellman Pro*tocols, arXiv:1105.1071v5 [cs.CR] 19 Dec 2011

Authors: Mariana Durcheva, assist. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* mdurcheva66@gmail.com

Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan\_d\_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 23.04.2012 Рецензент проф. дтн д-р дхк Емил Николов



# ЗАДАЧАТА ЗА ДИСКРЕТНИЯ ЛОГАРИТЪМ ЗА ГРУПИ ОТ ТОЧКИ НА КРИВА

# Мариана Дурчева, Иван Трендафилов

**Резюме:** Целта на представената статия е да даде обзор на развитието в последно време на криптографията основана на криви, като с по-голямо внимание са разгледани приложенията в криптографията на елиптичните и хиперелиптичните криви.

**Ключови думи:** задача за дискретния логаритъм, елиптична крива, хиперелиптична крива.

## THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM ON THE GROUPS OF POINTS OF A CURVE

## Mariana Durcheva, Ivan Trendafilov

**Abstract:** The purpose of the present paper is to survey some recent developments in curve-based cryptography, with a particular emphasis on elliptic and hyperelliptic curve cryptography.

Keywords: discrete logarithm problem, elliptic curve, hyperelliptic curve

# 1. THE ELLIPTIC CURVE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM

In 1985 N. Koblitz [65] and V. Miller [82] independently proposed using the group of points on an elliptic curve defined over a finite field in discrete logarithm cryptosystems.

Definition 1.1. An elliptic curve E over a field K is the set

$$\{(x, y) \in K^2, y^2 = x^3 + ax + b, a, b \in K\} \bigcup \{\infty\}$$

with restriction that  $4a^3 + 27b^2 \neq 0$ . This restriction means that the cubic polynomial  $x^3 + ax + b$  must have no multiple roots. An equation  $y^2 = x^3 + ax + b$  is reffered to as a *Weierstrauss equation*. This equation only works for fields of characteristic not equal to 2 or 3. As a good guide to elliptic curve cryptography we suggest [1], [18], [25], [27], [34], [52], [67], [68], [70], [71], [84] and [102]. Specially for DLP in elliptic curves see [28], [29] and [40].

One define a binary operation + on E. Initially, define  $P + \infty = \infty + P = P$  for all  $P \in E$ . Additionally, define Q = -P if the y – coordinates of P and Q are additive inverses. Otherwise, when computing P + Q, there are some different cases to consider.

A) If P = -Q, define  $P + Q = \infty$ .

B) If  $P \neq \pm Q$ , draw the line through P and Q. It will intersect E in a third point R. Define P + Q = -R.

C) If P = Q, draw the line tangent to E at P. It will intersect E in a second point R. Define P + Q = -R.

Definition 1.2. Elliptic Curve Discrete Logarithm Problem (ECDLP) is: Given an elliptic curve E defined over a finite field  $F_q$ , a point  $P \in E(F_q)$  of order n and a point  $Q \in \langle P \rangle$ , find the integer  $l \in [0, n-1]$  such that Q = lP. The integer lis called the discrete logarithm of Q to the base P, denoted by  $l = \log_P Q$ .

It is believed that ECDLP is as difficult if not more so than solving the DLP over a field  $F_q$ , see [17], [58] and [74].

Various forms of elliptic curves have been explored as an alternative of Weirstrass curve. We will mention:

♦ Hessian curve [95], [63] and [13] which is suggested because arithmetic in this curve representation is faster and needs less memory than arithmetic in standard Weirstrass form.

◇ Edwards curve [33] was introduced in 2007 over the field having characteristic different by two. In [13] are suggested several advantages if this form in comparison to Weirstrass form. In [3] is counted the number of isogeny classes of this curve.

 $\diamond$  Twist of curve *E* over a field *F* is an elliptic curve which is isomorphic to *E* over an algebraic of *F* see [14], [55].

♦ Jacobian curve [15], [77], [98] is used instead of the Weirstrass form because it can provide a defence against simple and differential power analysis style attack.

♦ Montgomery curve was introduced by Montgomery in [85]

 $\diamond$  Mixed representation [26].

For practical use are considered two kinds of fields: fields with odd characteristic (see [13], [34], [63], [95]); fields with even characteristic (see [34]).

Cryptanalysis ECDLP is given in [27]. Using Pollard's rho method can be shown that complexity of solution ECDLP is  $O(\ln^c(h)\sqrt{\pi . h/2} \text{ group operations } (h \text{ is the} greatest prime divisor of <math>ord(p), c$  is a constant). In [59] is proven that all of the special elliptic curves within isogeny class have equivalent discrete logarithm problems in the random reducible case. Nigel Smart in [95] studying run time gives implementation of elliptic curve operations over fields of various sizes and suggests that these fields may have interesting practical properties. Icart in [56] describes an algorithm that given elliptic curve E defined over  $F_{p^n}$ , maps elements of  $F_{p^n}$ into E in deterministic polynomial time, when  $p^n \equiv 2 \pmod{3}$ .

Using an elliptic curve over non-prime field is known as *Weil descent (restriction)* and have been proposed by Gerhrad Frey [39] as a possible instance of discrete logarithm problem. This has motivated a series of important research with pro and con arguments and become an important research topic, see [42], [77] and [80]. In [50] Gaudry used index calculus methods directly on elliptic curves defined over  $F_{q^n}$ , n > 1. For a factor base he used the set of points whose x-coordinate lies in  $F_q$ . He performed the crucial step of expressing a randomly generated point in terms of the factor base by means of summation polynomials, a concept introduced by Semaev [91]. In 2007 Silverman [93] gave a systematic analysis of the failure of four possible plans of attack on the discrete log problem based on lifting to a global field. For Gaudry, Hess and Smart attacks see [54], [79] and [81].

For supersingular elliptic curves see [21] and [99]. In [16] is considered the elliptic curve subset sum generator and obtained some uniformity of distribution results for this generator. For Kloossterman sums see [2] and [78].

Definition 1.3. An isogeny  $f:E\to E'$  between two elliptic curves is a rational map given by

$$f(x,y) = \left(\frac{r(x)}{s(x)}, cy\frac{d}{dx}\frac{r(x)}{s(x)}\right),$$

where  $r(x), s(x) \in F_q[x]$  are polynomials and  $c^{12} = \frac{\Delta(E')}{\Delta(E)}, \Delta(E), \Delta(E')$  are discriminants of the curves. For isogenies of elliptic curves we suggest [3], [20], [22], [60], [97] (for hyperelliptic curves) and [100]. Note the work of Dimitar Jetchev and R. Venkatesan [61], where the authors prove a refinement of Lenstra's lower bounds on the sizes of the isogeny classes of elliptic curves and also Daniel Shumow's preprint [92] where are several algorithms for computational aspects of isogenies.

## 2. THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM IN THE JACO-BIAN OF A HYPERELLIPTIC CURVE

In his article [66] Neil Koblitz first proposed to take the Jacobians of a hyperelliptic curves as a group for cryptographic applications. It has been found [94] that hyperelliptic curve of higher genus are potentially insecure from a cryptographic point of view. As a good introduction to the arithmetic of hyperelliptic curves and hyperelliptic cryptosystems we suggest [6], [7], [57] and [96].

Definition 2.1. A hyperelliptic curve C of genus g will be given in the form  $C = y^2 + h(x) = f(x)$  where f(x) is a monic polynomial of degree 2g + 1 and h(x) is a polynomial of degree at most  $g, h(x), f(x) \in F_q[x]$ .

Definition 2.2. Let C be a hyperelliptic curve. A divisor D on C is a formal sum of points over the algebraic closure  $\overline{F_q} : D = \sum_{P \in C} c_P(P)$  with only finitely many nonzero coefficients  $c_P \in Z$ .

Definition 2.3. The Jacobian J is  $D^0 / P$  where P is the set of divisors,  $D^0$  is the set of divisors of zero degree.

Definition 2.4. Hyperelliptic Curve Discrete Logarithm Problem (HCDLP) is the following: given divisors  $D_1, D_2$  such that  $D_2 = lD_1$ , find a number l; l is called the discrete logarithm of  $D_2$  to the base  $D_1$  - see for instance [51]. The first algorithm for discrete logarithms in hyperelliptic curves with a proven subexponential running time is given in [35]. Gaudry [47] and Theriault [101] showed that the index-calculus method for solving HCDLP are asymptotically faster than the Pollard-rho method (see also [30], [31] and [72]). The running time for Theriault's algorithm on the Jacobian of a genus -g curve over  $F_q$  is  $O(g^5.q^{(4g-2)/(2g+1)+\varepsilon})$ . This algorithm is improved in [86] and [49]. Efficient algorithms for hyperelliptic curves have been developed also in [36], [46], [51], [75].

In [7] and [87] is suggested that genus 2 hyperelliptic curves are only slighly less efficient that their elliptic counterparts. In [30] the authors examine how the index calculus approach for computing discrete logarithms in small genus hyperelliptic curves can be improved by introducing a double large prime variation. For construction of new hyperelliptic cryptosystems see [48]. Recently, Smith [97] has found a novel attack on certain hyperelliptic curves of genus 3 using isogenies.

## 3. THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM ON SUPEREL-LIPTIC CURVES

Let n and s be any positive integers, do not assume that either n or s are prime, and F is a field. By a superelliptic curve C over F we will mean

$$C: y^n = a_x^s + \dots + a_0, \ a_i \in F.$$

Algorithms for solving the discrete logarithm problem on superelliptic curves have been developed in [11] and [43].

# 4. THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM ON PICARD CURVES

Picard curves are special class of genus 3 curves. They are studied in [37], [38].

## 5. THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM ON Cab CURVES

Towards algorithms for computation in Jacobian of  $C_{ab}$  curve and their applications to discrete logarithm based public key cryptosystem see [4] and [5]. Efficient algorithms for particular  $C_{3,4}$  curves have been developed in [11], [12] and [89].

## 6. THE DISCRETE LOGARITHM PROBLEM ON AN ARBI-TRARY CURVE

Some efficient algorithms for solving DLP on an arbitrary curve can be seen in [44], [53] and [64].

# 7. CRYPTOGRAPHIC PROTOCOLS BASED ON ELLIPTIC CURVES

Schemes and protocols such as Diffie - Hellman key exchange, El - Gamal public key encryption, Elliptic Curve Digital Signature use the fact that attempting to

solve the ECDLP is a difficult, if not intractable problem. We will consider some approved cryptosystems which are standartized by several accredited standardization bodies including ANSI, IEEE, ISO and NIST, see [23] and [24].

# 7.1. Digital Signatute Algorithms

♦ Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA) is the elliptic curve analogue to the Digital Signature Algorithm (DSA) – see [18], [52] and [73].

♦ Elliptic Curve Korean Digital Signature Algorithm (ECKDSA) is the elliptic curve analogue to the Korean Certificate-based Digital Signature Algorithm (KcDSA) – see [52] and [73].

# 7.2. Public key encryption

♦ Elliptic Curve Integrated Encryption Scheme (ECIES) proposed by Bellare and Rogaway is a variant of the El-Gamal public-key encryption scheme [18], [52] and [73]. A new encryption scheme is proposed in [88].

♦ Provably Secure Encryption Curve scheme (PSEC) is due to Fujisaki and Okamoto [52], [73].

# 7.3. Key Establishment

♦ ECKAS-DH1 are ECKAS-DH2 are analogue to Diffie-Hellman key exchange protocol [18], [73].

♦ ECMQV is a three - pass key agreement protocol which is a variant of the MQV (Menezes-Qu-Vanstone) authenticated protocol [18], [52], [73] which is improved by Lee, Wu and Wang [76].

# 8. PAIRING – BASED CRYPTOGRAPHY

Starting in 2001, pairing-based cryptosystems were proposed by D. Boneh, M. Franklin, and others.

Let n > 1 be a large integer and consider the minimal extension  $F_{q^k}$  of the finite field  $F_q$ , which has the smallest embedding degree k such that  $n|q^k - 1$ , but  $n \nmid q^d - 1$  for all d < k. Let G and H be subgroups of rational points  $E(F_{q^k})$ , where the order of G is n. A linear pairing is a function  $G \times H \to F_{q^k}$ . There are several varieties of linear pairings. The most popular are the Weil pairing and Tate pairing.

The basic idea is that the Weil or Tate pairing on elliptic curves allows certain cryptographic functions to be performed more efficiently, provided that one works with elliptic curves where the pairing can be efficiently computed, i.e., curves of low embedding degree. Such curves have the "Diffie – Hellman gap" property, which means that the DHP is thought to be difficult, whereas the decision DHP can be easily solved using the pairing. An important application of the Weil and Tate pairings are the transfer of the discrete logarithm on elliptic curves to the discrete logarithm on finite fields.

One of the first applications of the pairing-based cryptography was the elegant

solution suggested by Boneh and Franklin [19] to an old question of Shamir, who had asked whether an efficient encryption scheme could be devised in which a user's public key would be just her identity. Such a system is called identity-based encryption. Another early application was to obtain short signatures.

Note also that one of the most important applications of the Weil (or Tate) pairing is to identity-based encryption [19]. The Weil pairing and the Tate pairing have been used to construct a number of different cryptosystems. These systems were the first elliptic curve cryptosystems not constructed by analogy with earlier versions that used the multiplicative group of a finite field. Rather, pairing-based cryptosystems use properties of elliptic curves in an essential way, and so they cannot be constructed in simpler settings, [90].

In recent years cryptographic protocols based on the Weil and Tate pairings on elliptic curves have attracted much attention – see [8], [9], [10], [20], [32], [41], [62], [69], [76], [83] and [103]. It is already known that the Weil and Tate pairings can be used to solve many decision-Diffie-Hellman (DDH) problems on elliptic curves. But DDH problems are easy on supersingular curves, see [45].

#### References

 Afreen R., Mehrotra S. (2011) A reviw on elliptic curve cryptography for embedded systems, International Journal of Computer Science & Information Technology (IJCSIT), Vol 3, No 3, June 2011.
 Ahmadi O., Grange R. (2012), An efficient deterministic test for Kloosterman sum zeroes, arXiv:1104.3882v2 [math.NT] 23 Apr 2012

[3] Ahmadi O., Grange R. (2011), On isogeny classes of Edwards curves over finite fields, Preprint (March 2011).

[4] Arita S. (1999), Algorithms for computations in Jacobian group of  $C_{ab}$  curve and their application to discrete-log-based public key cryptosystems, IEICE Trans. J82-A (1999) no 8.

[5] Arita S. (2003), An Addition Algorithm in Jacobian of  $C_{34}$  Curve, Discrete Applied Math.130, 1 (2003) 13 – 31.

[6] Avanzi R. (2004), Aspects of Hyperelliptic Curves over Large Prime Fields in Software Implementations, CHES 2004, LNCS, 3156 ,Springer Verlag, 148 – 162.

[7] Avanzi R., Cohen H., Doche C., Frey G., Lange T., Nguyen K., Vercauteren F. (2005), *Handbook of Elliptic and Hyperelliptic Curve Cryptography*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2005.

[8] Barreto P., Kim H., Lynn B., Scott M. (2002), *Efficient implementation of pairing-based cryptosystems*, Adv. in Cryptology-CRYPTO 2002, Lect. Notes in Comp. Sci., vol. 2442, 354 – 368.

[9] Barreto P., Lynn B., Scott M. (2003), *Constructing elliptic curves with prescribed embedding degrees*, Security in Comm. Networks-SCN 2002, Lect. Notes in Comp. Sci., vol. 2576 (2003) 257 – 267.

[10] Barreto P., Lynn B., Scott M. (2004), *Efficient implementation of pairing-based cryptosystems*, J. Cryptol. 17 (2004) 321 – 334.

[11] Basiri A., Enge A., Faugrere J., Gurel N. (2004), *The Arithmetic Of Jacobian Groups Of Superelliptic Cubics*, Math. of Comp., v.74, no 249, (2004) 389 – 410.

[12] Basiri A., Enge A., Faugrere J., Gurel N. (2004), *Implementing the Arithmetic of*  $C_{34}$  *Curves*, ANTS 2004, LNCS 3076, Springer-Verlag Berlin Heidelberg (2004) 87 – 101.

[13] Bernstein D., Lange T. (2007), *Faster Addition and Doubling on Elliptic Curves*, ASIA-CRYPT 2007, LNCS 4833, pp. 29 – 50.

[14] Bernstein D., Birkner P., Joye M., Lange T., Peters C. (2008), *Twisted Edwards Curves*, Preprint, 2008.

[15] Billet O., Joye M. (2003), *The Jacobi Model of an Elliptic Curve and Side-Channel Analysis*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003.

[16] Blackburn S., Ostafe A., Shparlinski I. (2011), On the Distribution of the Subset Sum Pseudorandom Number Generator on Elliptic Curves, arXiv:1102.1053v1 [math.NT] 5 Feb 2011.

[17] Blake I., Seroussi G., Smart N. (1999), *Elliptic Curves in Cryptography*, Camb. Univ. Press, 1999.

[18] Blake I., Seroussi G., Smart N. (eds.) (2005), *Advances in Elliptic Curve Cryptography*, Camb. Univ. Press, 2005.

[19] Boneh D., Franklin M. (2003), *Identity-based encryption from the Weil pairing*, SIAM J. Comput. 32 (2003) 586 – 615.

[20] Bröker R., Charles D., Lauter K. (2008), *Evaluating large degree isogenies and applications* to pairing based cryptography, in: Pairing-Based Cryptography – Pairing 2008, in: Lect. Notes in Comput. Sci., vol. 5209 (2008) 100 – 112.

[21] Bröker R. (2009), *Constructing Supersingular Elliptic Curves*, Journal of Combinatorics and Number Theory, 1(3) (2009) 269 – 273.

[22] Bröker R., Lauter K., Sutherland A. (2012), *Modular polynomials via isogeny volcanoes*, Mathematics of Computation 81 (2012) 1201 – 1231.

[23] Brown M., Hankerson D., Lopez J., Menezes A. (2000), *Software Implementation of the NIST Elliptic Curves Over Prime Fields*, Res. Report CORR 2000-56, Univ. of Waterloo, Canada, 2000.

[24] Bruen A., Hirschfeld J., Wehlau D. (2011), Cubic Curves, Finite Geometry and Cryptography, arXiv:1107.4387v1 [math.NT] 21 Jul 2011

[25] Carella N.A. (2011), Topics In Elliptic Curves Cryptography: The Groups of Points, preprint 2011.

[26] Castryck W., Galbraith S., Farashahi R. (2008), *Efficient arithmetic on elliptic curves using a mixed Edwards-Montgomery representation*, Preprint 2008.

[27] Cohen H., Frey G. (2006), *Handbook of Elliptic and Hyperelliptic Curve Cryptography*, Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, FL, 2006.

[28] Diem C. (2010), On the discrete logarithm problem in elliptic curves, preprint, Aug9, 2010.

[29] Diem C. (2004), On the discrete logarithm problem in elliptic curves over non-prime finite fields, presentation at ECC 2004, Bochum, Germany, 2004.

[30] Diem C., Gaudry P., Thériault N., Thomé E. (2007), *A double large prime variation for small genus hyperelliptic index calculus*, Math. Comp. 76 (2007) 475 – 492.

[31] Diem C., Thomé E. (2007), *Index calculus in class groups of non-hyperelliptic curves of genus three*, J. Cryptology 21 (2008) 593 – 611.

[32] Duursma I., Lee H. (2003), Tate pairing implementation for hyperelliptic curves

 $y^p = x^p - x + d$ , Adv. in Crypt.-ASIACRYPT 2003, Lect. Notes in Comp. Sci., vol. 2894, 111 – 123.

[33] Edwards H. (2007), *A Normal Form For Elliptic Curves*, Bull. Am. Math. Soc., v.44, no 3 (2007) 393 – 422.

[34] Enge A. (1999), *Elliptic curves and their applications to cryptography: An introduction*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1999.

[35] Enge A. (2002), Computing Discrete Logarithms In High – Genus Hyperelliptic Jacobians In Provably Subexponential time, Math. of Comp. 71 (2002), 238, 729 – 742.

[36] Enge A. (2001), The extended Euclidian algorithm on polynomials and the computational efficiency of hyperelliptic cryptosystem, Design, Codes and Crypt. 23, 1, (2001) 53 – 74.

[37] Flon S., Oyono R. (2004), *Fast arithmetic on jacobians of Picard curves*, Public Key Cryptography – PKC 2004, Lecture Notes in Computer Science, vol. 2947 (2004) 55 – 68.

[38] Flon S., Oyono R. (2003), *Fast arithmetic on Jacobians of Picard curves*, preprint, August, 2003.

[39] Frey G. (2001), *Applications of arithmetical geometry to cryptographic constructions*, Finite Fields and Appl., Springer, Berlin (2001) 128 – 161,

[40] Frey G. (2008), *Duality Theorems in Arithmetic Geometry and Applications in Data Security*, preprint, 2008.

[41] Galbraith S., Harrison K., Soldera D. (2002) *Implementing the Tate pairing*, in Algorithmic number theory (Sydney, Australia, 2002), v. 2369 of Lect. Notes in Comput. Sci., 324 – 337.

[42] Galbraith S., Hess F., Smart N. (2002), *Extending the GHS Weil descent attack*, Advances in Cryptology, EUROCRYPT 2002, LNCS 2332, 191 – 200.

[43] Galbraith S., Paulus S., Smart N. (2000), *Arithmetic On Superelliptic Curves*, Math. of Comp., v.71, 237 (2000) 393 – 405.

[44] Galbraith S., Menezes A. (2005), *Algebraic curves and cryptography*, Finite Fields and Their Applications 11 (2005) 544 – 577.

[45] Galbraith S., Rotger V. (2004), *Easy decision Diffie – Hellman groups*, LMS J. Comput. Math. 7 (2004) 201 – 218.

[46] Gaudry P. (2000), An Algorithm for Solving the Discrete Log Problem on Hyperelliptic Curves, Advances in Cryptology, EUROCRYPT 2000, LNCS, v.1807, Springer, 2000.

[47] Gaudry P. (2005), Fast genus 2 arithmetic based on Theta functions, Preprint, July 2005.

[48] Gaudry P., Hess F., Smart N. (2002), Constructive and destructive facets of Weil descent on elliptic curves. J. Cryptology, 15(1) (2002) 19 – 46.

[49] Gaudry P., Thériault N., Thomé E., Diem C. (2005), *A double large prime variation for small genus hyperelliptic index calculus*, INRIA, no. 5764, Nov.2005.

[50] Gaudry P. (2009), Index calculus for abelian varieties of small dimension and the elliptic curve discrete logarithm problem, Journ. of Symb. Computation 44 (2009) 1690 – 1702.

[51] Gaudry P. (2005), *Hyperelliptic curves and HCDLP*, Adv. in Elliptic curve Cryptology, Cambridge Univ.Press (2005) 133 – 150.

[52] Hankerson D., Menezes A., Vanstone S. (2004), *Guide to Elliptic Curve Cryptography*, 2004, Springer-Verlag, New York.

[53] Hess F. (2002), Computing Riemann-Roch Spaces In Algebraic Function Fields And Related Topics, J.of Symbolic Comp.33, 4 (2002) 425 – 445.

[54] Hess F. (2004), Generalising the GHS attack on the elliptic curve discrete logarithm problem, LMS J. Comput. Math. 7 (2004) 167 – 192.

[55] Hisil H., Wong K., Carter G., Dawson E. (2007), *Twisted Edwards Curves Revisited*, preprint 2007.

[56] Icart T. (2009), *How to Hash into Elliptic Curves*, CRYPTO 2009, Lecture Notes in Computer Science 5677 (2009) 303 – 316.

[57] Jacobson M., Menezes A., Stein A. (2000), *Hyperelliptic Curves and Cryptography*, Fields Institute Communications, 2000.

[58] Jacobson M., Koblitz N., Silverman J., Stein A., Teske E. (2000), *Analysis of the xedni calculus attack*, Des. Codes Cryptogr., 20(1) (2000) 41 – 64.

[59] Jao D., Miller S., Venkatesan R. (2005), Do All Elliptic Curves of the Same Order Have the Same Difficulty of Discrete Log?, preprint, 2 Sep.2005.

[60] Jao D., Miller S., Venkatesan R. (2004), *Ramanujan graphs and the random reducibility of discrete log on isogenous elliptic curves*, Cryptology ePrint Archive: Report 2004/312.

[61] Jetchev D., Venkatesan R. (2008), *Bits security of the elliptic curve Diffie- Hellman secret* keys, Advances in Cryptology – CRYPTO 2008, Lect. Notes in Comp. Sci. 5157 (2008) 75 – 92.

[62] Joux A. (2002), *The Weil and Tate pairings as building blocks for public key cryptosystems*, in Algorithmic number theory (Sydney, Australia, 2002), volume 2369 of Lecture Notes in Comput. Sci., 20 – 32.

[63] Joye M., Quisquater J. (2001), *Hessian Elliptic Curves and Side-Channel Attacks*, Cryptographic Hardware and Embedded Systems - CHES 2001, v.2162, LNCS, 402 – 410.

[64] Khuri-Makdisi K. (2002), *Linear algebra algorithms for divisors on an algebraic curve*, Preprint, Jun 2002.

[65] Koblitz N. (1987), *Elliptic curve cryptosystem*, Math. of Comp., v.48, (1987) 203 – 209.

[66] Koblitz N. (1989), *Hyperelliptic cryptosystem*, J. of Cryptology 1 (1989) 139 – 150.

[67] Koblitz A., Koblitz N., Menezes A. (2011), *Elliptic curve cryptography: The serpentine course of a paradigm shift*, Journal of Number Theory 131 (2011) 781 – 814.

[68] Koblitz N., Menezes A. (2008), Another look at non-standard discrete log and Diffie – Hellman problems, J. Math. Cryptol. 2 (2008) 311 – 326.

[69] Koblitz N., Menezes A. (2005), *Pairing-based cryptography at high security levels*, in: Proceedings of the Tenth IMA International Conference on Cryptography and Coding, in: Lecture Notes in Comput. Sci., vol. 3796 (2005) 13 – 36.

[70] Koblitz N., Menezes A. (2004), A Survey of Public-Key Cryptosystems, preprint 2004.

[71] Koblitz N., Menezes A., Vanstone S. (2000), *The State of Elliptic Curve Cryptography*, Designs, Codes and Cryptography, 19 (2000) 173 – 193. Canada, N2L 3G1.

[72] Kovtun V., Zbitnev S., Schevchenko D. (2005), *Investigation Algorithms For Solving Discrete Logarithm Problem In Jacobian Hyperelliptic curve*, Radiotehnika, 141 (2005) 116 – 132 (in Russian).

[73] Kovtun V. (2008), *Public Key Cryptography – lectures*, Preprint, 2008 (in Russian).

[74] Kumar D., Suneetha C., Chandrasekhar A. (2012), *Encryption of data using elliptic curve over finite fields*, Intern. Journ. of Distributed and Parallel Systems (IJDPS) Vol.3, No.1, Jan. 2012.

[75] Lange T. (2005), Formulae for Arithmetic on Genus 2 Hyperelliptic Curves, Preprint, 2005.

[76] Lee N., Wu C., Wang C. (2008), Authenticated multiple key exchange protocols based on elliptic curves and bilinear pairings, Computers and Electrical Engineering 34 (2008) 12 – 20.

[77] Liardet P., Smart N. (2001), *Preventing SPA/DPA in ECC Systems Using the Jacobi Form*, Cryptographic Hardware and Embedded Systems, CHES 2001, Springer, 2001.

[78] Lisonèk P., Moisio M. (2011), On zeros of Kloosterman sums. Designs, Codes and Cryptography, 59 (2011) 223 – 230.

[79] Menezes A., Qu M. (2001), Analysis of the Weil descent attack of Gaudry, Hess and Smart, In Topics in cryptology-CT-RSA 2001, v. 2020 of Lect. Notes in Comput. Sci. 308 – 318.

[80] Menezes A., Teske E., Weng A. (2004), *Weak fields for ECC*, Topics in Cryptology-CT-RSA 2004, Lect. Notes in Comp. Sci., vol. 2964 (2004) 366 – 386.

[81] Menezes A., Teske E. (2006), *Cryptographic implications of Hess' generalized GHS attack*, Appl. Algebra Eng. Commun. Comput. 16 (2006) 439 – 460.

[82] Miller V. (1985), *Use of Elliptic Curves In Cryptography*, Adv. in Cryptology - CRYPTO'85, Santa Barbara, California, USA, 1985, LNCS, v.218, Springer, 418 – 426.

[83] Miller V. (2004), *The Weil pairing and its efficient calculation*, J. Cryptology, 17(4) (2004) 235 – 261.

[84] Moody D. (2008), *The Diffie-Hellman problem and generalization of Verheul's theorem*, preprint, December 3, 2008.

[85] Montgomery P. (1987), Speeding the Pollard and Elliptic Curve Methods of Factorization, Math. of Comp. 48 (1987) 243 – 264. [86] Nagao K. (2004), Improvement of Threriault Algorithm of Index Calculus for Jacobian of Hyperelliptic Curves of Small Genus, Preprint, May2004.

[87] Pelzl J., Wollinger T., Guajardo J., Paar C. (2003), *Hyperelliptic Curve Cryptosystems: Closing The Performance Gap To Elliptic Curves*, Cryptographic Hardware and Embedded System – CHES 2003, LNCS, 2779 (2003) 148 – 162.

[88] Poulakis D., Rolland R. (2012), A digital signature scheme for long-term security, arXiv:1203.4077v1 [cs.CR] 19 Mar 2012.

[89] Salem F., Khuri-Makdisi K. (2007), *Fast Jacobian Group Operations for* C<sub>3,4</sub> *Curves Over Large Finite Fields*, LMS, J. Comp. Math. 10 (2007) 307 – 328.

[90] Sakai R., Ohgishi K., Kasahara M. (2000), *Cryptosystems based on pairings*, in: Proceedings of the 2000 Symposium on Cryptography and Information Security, Okinawa, 2000.

[91] Semaev I. (2004), *Summation polynomial and the discrete logarithm on elliptic curves*, preprint 2004.

[92] Shumow D. (2009), *Isogenies of Elliptic Curves: A Computational Approach*, preprint August 2009.

[93] Silverman J. (2007), *The four faces of lifting for the elliptic curve discrete logarithm problem*, in: 11th Workshop on Elliptic Curve Cryptography, Univ. College Dublin, September 5, 2007.

[94] Smart N. (1999), The Discrete Logarithm Problem on Elliptic Curves of Trace One, J. Cryptology 12 (1999) 193 – 196.

[95] Smart N. (2001), The Hessian Form of an Elliptic Curve, Cryptographic Hardware and Embedded Systems, CHES 2001, LNCS, v.2162, Springer, 2001.

[96] Smart N. (1999), On the Performance of Hyperelliptic Cryptosystems, preprint, 1999.

[97] Smith B. (2009), Isogenies and the Discrete Logarithm Problem in Jacobians of Genus 3 Hyperelliptic Curves, preprint, Feb.2009.

[98] Smith B., Galbraith S. (2006), *Discrete Logarithms In Generalized Jacobians*, preprint, 2006.

[99] Sutherland A. (2011), *Identifying supersingular elliptic curves*, arXiv:1107.1140v2 [math.NT] 31 Dec 2011.

[100] Sutherland A. (2012), On the evaluation of modular polynomials, arXiv:1202.3985 v1 [math.NT] 17 Feb 2012.

[101] Theriault N. (2003), *Index Calculus Attack for Hyperelliptic Curves of Small Genus*, Advances in Cryptology – ASIACRYPT 2003(Berlin), LNCS, 2894, Springer-Verlag, 2003, 75 – 92.

[102] Washington L. (2008), *Elliptic Curves, Number Theory and Cryptography*, Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, FL, 2008.

[103] Zhao C., Xie D., Zhang F., Zhang J., Chen B. (2011), *Computing bilinear pairing on elliptic curves with automorphisms*, Des. Codes Cryptogr., 58 (2011) 35 – 44.

Authors: Mariana Durcheva, assist. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* mdurcheva66@gmail.com

Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan d trendafilov@abv.bg

Постъпила на 23.04.2012 Рецензент проф. дтн д-р дхк Емил Николов



## АНАЛИЗ НА ДИНАМИЧНИ СИСТЕМИ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА *Green-*ФУНКЦИИ - I част

### Емил Николов

Abstract: В работата е разгледан методът на Green-функциите за решаване на частни диференциални уравнения. С негова помощ са решени частните диференциални уравненията на Newton-Richman и на Lighthill-Whitham-Richards. Изследвани са стационарните и нестационарни процеси на промяна на темпеатурата в HVAC-система за конфорт на климата в сгради и промените на плътността на пътния трафик в автомагистрали. Показани са свойствата на Green-функциите и тяхното приложение в теорията на управлението.

**Keywords:** частни диференциални уравнения, метод на **Green-**функциите, анариз на системи с разпределени параметри

## ANALYSIS OF DYNAMICAL SYSTEMS USING Green-FUNCTIONS - I part

## **Emil Nikolov**

Abstract: The work is considered the method of Green-functions to solve partial differential equation. With its help are solved PDE of Newton-Richman and PDE of Lighthill-Whitham-Richards. Were examined stationary and nonstationary processes of change of temperature in HVAC-system climate comfort in buildings and changes in the density of traffic flow on highways. Below are the properties of the Green-functions and their application in control theory.

**Keywords:** Partial Differential Equation, Method of **Green-**Function, Analysis of Distributed Parameter Systems

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В общирната литература [1-10,24], специализирана в областта на частните диференциални уравнения, са предложени и разгледани многообразие от различни методи за тяхното решаване. Това са методи като: • Karhunen-Loéve Galerkin approximation method; • Restrictive Taylor approximation method; • Finite differences method; • mixed boundary elements in association with finite differences method; • B-spline Galerkin methods method; • Galerkin quadratic B-spline finite element method; • Galerkin finite element method; • Variational iteration method; • Lie symmetry group method; • Lie group method; • Linear damping

*method;* • *Nonlinear damping method;* • *Cole-Hopf transformation method;* • *Galerkin Least-Squares Approximations method;* • *Adomian's decomposition method;* • Modified Adomian's decomposition method; • Adaptive method; • Interval and wavelet method; • Polynomial Approximate method; • Least-squares conjugate of the finite element approximation method; • Scaling limit method; • Fully implicit finite-difference method; • Conjugate filter method; • Extended tanh Complex line *method*:• *Green-function method*:• *Distributed approximating functional line meth*od; • Finite Variable Difference method; • Moving collocation (moving mesh) *method*; • Domain Decomposition method, но могат да бъдат изброени и редица други, повечето от които са предназначени за интегриране на определени видове и групи частни диференциални уравнения. Измежду систематизираните ограничен е броят на методите, универсално приложими към преобладаващото многообразие от: обикновени диференциални уравнения (ОDE), частни диференциални уравнения (PDE), фрактални диференциални уравнения (FODE) и частни фрактални диференциални уравнения (FOPDE). Един от тези методи е методът за интегриране на частни диференциални уравнения с използване на Green-функциите, създадени от английския математик George Green (1793-1841). Целта на настоящата работа е да разгледа подробно този метод с неговите особености за приложение и възможности за анализ на модели на динамични системи и обекти за управление, които съществено го отличават от останалите, известни в литературата методи за решаване на ODE, PDE, FODE и **FOPDE** и за директно получаване на аналитичните характеристики на изследваните системи в теория на автоматичното управление. Работата е представена в две части - в първата са показани основни дефиниции и свойства на Greenфункцията, метод за нейното аналитично определяне, решението на диференциални уравнения и резултати от анализ на температурата в *HVAC*-система за конфорт на климата в сгради. Във втората част на работата са показани резултати от анализа на транспортния трафик в автомагистрала, заключението в разработката и библиографията.

#### 2. ДЕФИНИЦИИ

Нека основното уравнение (на независимите променливи x и t - в това число и като време), като задача за решение, е записано във вида (1), за която граничните условия да са показани с (2), а началните условия - с (3), където: -  $l, \Gamma, N$  са линейни оператори ( $\Gamma$ -на граничните условия, N-на началните условия); - f(x, t), g(x, t) и  $u_o(x)$  са предварително известни (зададени); - D е множеството, определено от стойностите на x, включващо и границите  $\partial D$  на това множество. Смисълът на задачата (1) ÷ (3) се състои в определяне на функцията u(x, t), която да удовлетвори условията, формирани от уравненията (1), (2), (3).

$$l\left(u\left(x,t\right)\right) = f\left(x,t\right), \left(x \in D, t > t_{o}\right)$$

$$\tag{1}$$

$$\Gamma\left(u\left(x,t\right)\right) = g\left(x,t\right), \left(x \in \partial D, t > t_{o}\right)$$
(2)

$$N\left(u\left(x,t\right)\right) = u_{o}\left(x\right), \left(x \in D, t = t_{o}\right)$$

$$(3)$$

$$l\left(u\left(x,t\right)\right) = \varpi\left(x,t\right), \left(x \in D, t > t_{o}\right)$$

$$\tag{4}$$

$$\Gamma\left(u\left(x,t\right)\right) = 0, \left(x \in \partial D, t > t_{o}\right)$$
(5)

$$N\left(u\left(x,t\right)\right) = 0, \left(x \in D, t = t_{o}\right)$$
(6)

$$f(x,t) = \delta(x-\xi) \cdot \delta(t-\tau) , (x \in \overline{D}, t \ge t_o)$$

$$\tag{7}$$

$$l\left(\mathcal{GF}\left(x,\xi,t,\tau\right)\right) = \delta\left(x-\xi\right) \cdot \delta\left(t-\tau\right), \left(x \in \overline{D}, t > t_{o}\right)$$
(8)

$$\Gamma\left(G\mathcal{F}\left(x,\xi,t,\tau\right)\right) = 0, \left(x \in \partial D, t > t_{o}\right)$$

$$\tag{9}$$

$$N\left(GF\left(x,\xi,t,\tau\right)\right) = 0, \left(x \in D, t = t_o\right)$$
(10)

Стандартизация. Доказано е, че съществува обобщена функция  $\varpi(x,t)$ , наречена *стандартизираща функция*, на задачата (1) ÷ (3), линейно зависеща от f(x,t), g(x,t) И  $u_o(x)$ . *Стандартизиращата функция*  $\varpi(x,t) = lin \{f(x,t), g(x,t), u_o(x)\}$  е еквивалентна на задачата (4) ÷ (6).

**Еквивалентност.** Следва да се отчете, че задачата (1) ÷ (3) е еквивалентна на задачата (4) ÷ (6), при която граничните условия са еднородни, а началните условия са нулеви, т.е. че задачата (4) ÷ (6) е стандартна форма на задачата (1) ÷ (3). Естествено, ако в (2) функцията g(x, t)=0, а в (3)  $u_o(x)=0$ , то задачата (1) ÷ (3) е зададена директно в стандартната си форма (4) ÷ (6) и стандартизираща функция е  $\varpi(x, t)=f(x, t)$ .

Свойства на *Green-функцията*. Изчерпателна характеристика на задачата в стандартната й форма (4) ÷ (6) е *Green-функцията*  $_{GF}(x, \xi, t, \tau)$ . По определение *Green-функцията* е такава функция, която за всякакви стойности на променливите  $\xi \in \overline{D}$  и  $\tau \ge t_o$  удовлетворява системата уравнения (4) ÷ (6), когато е в сила зависимостта (7), т.е. *Green-функцията*  $_{GF}(x, \xi, t, \tau)$  удовлетворява системата уравнения (8) ÷ (10): където ( $\delta(x-\xi), \delta(t-\tau)$ ) са  $\delta(v)$  е *Dirac делта*-функции или *импулсни символи* 

 $\delta(v) = \begin{cases} \infty, v=0 \\ 0, v\neq 0 \end{cases}, \int_{-\infty}^{\infty} \delta(v) dv = 1 .$ 

#### **3.** ОПРЕДЕЛЯНЕ НА Green-функцията, ВАРИАЦИОННА ФОРМУЛА НА J. Hadamard [11-24]

За всички конкретни възможни комбинации  $\tau_{k}$  (11) на началните и на граничните условия (2), (3) за решаването на уравнение (1) може да се търси и може да бъде намерена една съответстваща на уравнение (1) и на условията (2), (3) функция (12)  $_{GF}$  (*Green-функция*), която удовлетворява условията (7), (8), (9), (10). За определянето на *Green-функцията*  $_{GF}(z, \xi)$  в n -мерна област H,  $H \in \mathfrak{R}^{2}$  в комплексната z-равнина на крайномерното *Riemann*-пространство  $\mathfrak{R}^{2}$ , се използва вариационната фурмула (13) на *Jacques Salomon Hadamard* (*1865-1963*).

Вариационната формула на *J. Hadamard* (13) е известна от теорията на алгебричната топология. Формулата е приложима за определянето на *Green-функци* при известни (1), (2), (3), ако са изпълнени следните три условия:

•компонентите на границата на комбинациите  $\Gamma_k = \{z: z = \phi_k(s)\}$  от граничните условия (3)  $\Gamma(u(x,t)) = g(x,t), (x \in \partial D, t > t_o)$  за съответното частно диференциално уравнение в областта *н* да формират двойнодиференцируема затворена крива на *Jordan*, където *s* е дължината на дъгата на  $\Gamma_k$ ,  $0 \le s \le l_k$ ;

• стойността на параметъра  $\varepsilon_{k}$ , ( $\varepsilon_{k} > 0$ ) във вариационната формула (13) да е толкова малка, че в крайна сметка външният край на нормалата  $n^{(k)}$  към  $\Gamma_{k}$  по дължината на  $\varepsilon_{k} \phi_{k}(s)$ , лежаща в областта H, да е с формата на непрекъснато диференцируема крива линия, ограничена в n-мерната област  $H^{*}, H^{*} \subset H$ ;

• *точката*  $\xi$  да е фиксирана точка в областта *н*\*.

С помощта на вариационната формула на *J. Hadamard* (13) за всяко уравнение от класа (1) и съответстващите начални и гранични условия (2) (3) се определя съответстващата *Green-функция*  $g_{\mathcal{F}^*}$  в областта  $h^*$  с помощта на  $g_{\mathcal{F}}(z,\xi)$  с еднородна хомогенна оценка  $o(\varepsilon^2)$  (14), като остатъчният член е определен в областта  $h^*$  на h.

$$\mathcal{T}_{k} \in H : \mathcal{T}_{k} \left\{ \Gamma \left( u \left( x, t \right) \right), N \left( u \left( x, t \right) \right) \right\}$$

$$\tag{11}$$

$$GF(x,\xi,t,\tau) \Leftrightarrow l(u(x,t)), \ T_{k}(u(x,t))$$
(12)

$$GF^{*}(z,\xi) = GF(z,\xi) - \sum_{k=1}^{n} \varepsilon_{k} \int_{0}^{l} \frac{\partial GF(\phi_{k}(s),z)}{\partial n^{(k)}} \frac{\partial GF(\phi_{k}(s),\xi)}{\partial n^{(k)}} \phi_{k}(s) ds + O(\varepsilon^{2})$$
(13)

$$O(\varepsilon^2)$$
,  $\varepsilon = max \{ \varepsilon_k, 0 \le k \le n \}$  (14)

В теорията на алгебричната топология се разглеждат следните основни видове криви:

• кривите от класа на Jordan (фиг.1) са достатъчно гладки изпъкнали затворени криви, които са топологичен еквивалент (хомеоморфично изображение) на единична окръжност, т.е. прости затворени криви; на фиг.2 са показани и линии, които не се отнасят към кривите от класа на Jordan;

• простите криви (фиг.3) се характеризират с това, че не се "самопресичат";

• сложни криви, показани на фиг.4;

• *затворените криви* (фиг.5) са без крайни точки, които цялостно се вписват в дефинируемата им област криви;

• отворени криви, демонстрирани на фиг.6;

• *критични криви* (фиг.7), чиято принадлежност към кривите от класа на *Jordan* в алгебричната топология се изследва с помощта на теоремата на *Jordan-Brouwer*, чрез разделяне на кривата на два компонента в  $\pi^2$  - "вътрешна част" и "външна част".



## 4. РЕШЕНИЕ НА ДИФЕРЕНЦИАЛНИ УРАВНЕНИЯ И АНАЛИЗ НА ДИНАМИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ С Green-функцията

Ако са (1)  $\div$  (3) са известни *Green-функцията GF* и *стандартизиращата функция*  $\varpi$ , то решението на задачата (1)  $\div$  (3) (като преходна функция на моделираната с (1)  $\div$  (3) динамична система) при произволни *f* (*x*, *t*), *g* (*x*, *t*) и *u*<sub>o</sub> (*x*) се определя съобразно (15).

**Предавателната функция**  $G(x, \xi, p)$  на динамичната система с разпределение параметри, моделирана с (1)÷(3), съответстваща на **Laplace**-преобразуване на **Green-функцията**  $GF(x, \xi, t)$ , а с това на u(x, t), се определя по зависимостта (16), където p е операторът на **Laplace**, а  $\kappa$  е областта на комплексните числа.

Съответстващата на (16) характеристика  $G(x, \xi, j\omega)$  (17) е честотната характеристика на решаваната задача, т.е. на моделираната с (1)÷(3) динамична система, съответстваща на *Fourier*-преобразуване на *Green-функцията GF*.

$$u(x,t) = \int_{t_{a}}^{t} \int_{D} \mathcal{GF}(x,\xi,t,\tau) \cdot \boldsymbol{\varpi}(\xi,\tau) d\xi d\tau$$
(15)

$$G(x,\xi,p) = \int_{0}^{\infty} e^{-pt} \mathcal{GF}(x,\xi,t) dt , (p = \sigma + j\omega, p \in K)$$
(16)

$$G\left(x,\,\xi,\,j\omega\right) = \int_{0}^{\infty} e^{-j\omega t} GF\left(x,\,\xi,\,t\right) dt \tag{17}$$

#### 5. АНАЛИЗ НА ТЕМПЕРАТУРАТА В *НVAC*-СИСТЕМА ЗА КОНФОРТ НА КЛИМАТА В СГРАДИ [24]

Термодинамичните процеси в *HVAC*-система за управление на температурата в сгради се описват с помощта на закона на *Newton-Richman* (18) за принуден конвективен топлообмен в нестационарен режим, където са използвани означенията: TA(x,t) -температура на флуида (оборотен въздух в обитаемите помещения в сградата),  $\lambda$  -коефициент на топлопроводност на средата;  $\nu$  -скорост на флуида,  $\epsilon$  -топлинна константа, c -топлинен капацитет,  $\rho$  -плътност на флуида, q -вектор на топлинния поток,  $\varrho$  -енергия на топлинния източник, L -обем (брой помещения), обхванат от системата. По същество уравнението (18) за топлопренасяне чрез топлопроводност и принудена конвекция е аналитичният модел на нестационарния режим на промяната на температурата в обитаемите помещения в сградата, обхваната от *HVAC*-системата (динамична система с разпределени параметри). То разглежда като входна величина в системата енергията на топлинния източник  $\varrho_n(o, p)$ , а като изходна - температурата TA(x, p) на оборотния въздух в *HVAC*-системата в различни точки и помещения.

$$\rho c \frac{\partial TA(x,t)}{\partial t} + \nabla \left(-k \nabla TA(x,t) + \rho c v TA(x,t)\right) = Q$$
(18.a)

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

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} - a^2 \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = f(x,t)$$
(19)

$$\frac{\partial TA(x,t)}{\partial t} - \frac{\lambda}{\rho c} \cdot \frac{\partial^2 TA(x,t)}{\partial x^2} = \frac{q}{\rho c}$$
(20)

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

$$u(x,t) = TA(x,t); \quad a = \sqrt{\lambda/\rho c}; \quad b \stackrel{\circ}{=} f(x,t) = q/\rho c$$
(21)

$$u(x,0) \stackrel{\circ}{=} TA(x,0) = u_{o}(x) \stackrel{\circ}{=} TA_{o}(x)$$

$$\frac{\partial u(0,t)}{\partial t} \stackrel{\circ}{=} \frac{\partial TA(0,t)}{\partial x} = g_{1}(t), \quad \frac{\partial u(L,t)}{\partial t} \stackrel{\circ}{=} \frac{\partial TA(L,t)}{\partial x} = g_{2}(t)$$

$$0 \le x \le l, \quad t \ge 0, \quad a \ne 0$$
(22)

Чрез трансформации, уравнението за топлопренасяне чрез топлопроводност и принудена конвекция (18) може да бъде приведено до каноничен клас *PDE* (19), което еквивалентно за конкретната физическа система с разпределени параметри определя задачата (1)  $\div$  (3), дадена с уравнението (18), както и съответните начални и крайни условия в (22), където *a* и *b* са коефициенти. За класа (22) частни диференциални уравнения *стандартизиращата функция* е определена с (23), а *Green-функцията* е показана с помощта на (24) откъдето следва, че: предавателната функция *G*<sub>га</sub> на моделираната система се определя с (25), честотната характеристика с (26), а преходната характеристика *TA* (*x*, *t*) на системата с (27).

$$\overline{\omega}(x,t) = f(x,t) + u_o(x)\delta(t) - a^2\delta(x)g_1(t) + a^2\delta(L-x)g_2(t)$$
(23)

$$G(x,\xi,t) = \frac{e^{-bt}}{L} \left( I + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left( \cos \frac{n \pi x}{L} \cos \frac{n \pi \xi}{L} e^{-\frac{n^2 d x^2}{L^2} t} \right) \right)$$
(24)

$$G_{TA}(x,\xi,p) = \frac{TA(x,\xi,p)}{Q_{TA}(0,p)} = \int_{0}^{\infty} e^{-pt} \mathcal{GF}(x,\xi,t) dt = \frac{1}{(Lp+b)} + \frac{2}{L} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi x \, L^{-1} \cdot \cos n\pi \xi \, L^{-1}}{\left(n^{2} \, a^{2} \, \pi^{2} L^{-2} + p + b\right)}$$
(25)

$$G_{TA}(x,\xi,j\,\omega) = \int_{0}^{\infty} e^{-j\,\omega t} \mathcal{GF}(x,\xi,t) dt = \frac{1}{(Lj\,\omega+b)} + \frac{2}{L} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\,\pi\,x\,L^{-1} \cdot \cos n\,\pi\,\xi\,L^{-1}}{\left(n^{2}\,a^{2}\,\pi^{2}L^{-2} + j\,\omega+b\right)}$$
(26)

$$TA(x, t) \stackrel{\circ}{=} u(x, t) = \int_{t_0}^{t} \int_{D} G(x, \xi, t, \tau) \cdot \varpi(\xi, \tau) d\xi d\tau$$
(27)

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

$$a = a(\lambda,\rho,c); b = b(q,\rho,c)$$
(28)

$$\Delta k_{TA}(L, b, a) = \frac{\partial k_{TA}(L, b, a)}{\partial L} \Delta L + \frac{\partial k_{TA}(L, b, a)}{\partial b} \Delta b + \frac{\partial k_{TA}(L, b, a)}{\partial a} \Delta a$$
(29.a)

$$\Delta k_{TA} \left(L, b, a\right) = \frac{4a^2 \pi^2 \cos\left(L\pi\right)^2}{L^4 \left(\frac{a^2 \pi^2}{L^2} + b\right)^2} - \frac{2\cos\left(L\pi\right)^2}{L^2 \left(\frac{a^2 \pi^2}{L^2} + b\right)^2} - \frac{4\pi^2 \cos\left(L\pi\right)\sin\left(L\pi\right)}{L \left(\frac{a^2 \pi^2}{L^2} + b\right)^2} + \frac{1}{b^2} - \frac{2\cos\left(L\pi\right)^2}{L^2 \left(\frac{a^2 \pi^2}{L^2} + b\right)^2} - \frac{4a\pi^2 \cos\left(L\pi\right)^2}{L^3 \left(\frac{a^2 \pi^2}{L^2} + b\right)^2}$$
(29.b)

Аналитично определените характеристики на системата (25), (26), (27) дават възможността да се анализира не само нестационарния, но и стационарния режим на моделираната система чрез предавателния коефициент  $k_{\pi}$  (28) и чрез чувствителността  $\Delta k_{\pi}$  на предавателния коефициент (29).

Определените аналитично показатели в стационарен режим, времеви и честотни характерестики на моделираната с (18) и (22) динамична система с разпределени параметри са визуализирани както следва на:

- фиг.8, фиг.9 - предавателен коефициент  $k_m$  и чувствителност  $\Delta k_m$ ;

- фиг.10, фиг.11 преходна функция *h*<sub>т</sub> и преходна характеристика *тA*;
- фиг.12 ÷ фиг.15 -честотни характеристики *G*<sub>л</sub> за параметричния диапазон

 $0{,}01 \ \le \ b \ \le \ 50 \ , \ \ 0{,}005 \ \le \ a \ \le \ 0{.}65 \ , \ \ 0 \le \ L \ \le 20 \ .$ 





Фиг.14

В тази първа част на работата са показани: 1- въведение, 2- основни дефиниции и свойства на Green-функцията, 3- метод за нейното аналитично определяне, 4- решението на диференциални уравнения и 5- резултати от анализ на температурата в *HVAC*-система за конфорт на климата в сгради. Във втората част на ра-

ботата, неразделно свързана с първата, са показани: 6- резултати от анализа на транспортния трафик в автомагистрала, 7- заключението в разработката и 8- библиографията.

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

Постъпила на 28.03.2012

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



## АНАЛИЗ НА ДИНАМИЧНИ СИСТЕМИ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА *Green*-ФУНКЦИИ - II част

## Емил Николов

Abstract: В работата е разгледан методът на Green-функциите за решаване на частни диференциални уравнения. С негова помощ са решени частните диференциални уравненията на Newton-Richman и на Lighthill-Whitham-Richards. Изследвани са стационарните и нестационарни процеси на промяна на темпеатурата в HVAC-система за конфорт на климата в сгради и промените на плътността на пътния трафик в автомагистрали. Показани са свойствата на Green-функциите и тяхното приложение в теорията на управлението.

**Keywords:** частни диференциални уравнения, метод на **Green-**функциите, анариз на системи с разпределени параметри

## ANALYSIS OF DYNAMICAL SYSTEMS USING Green-FUNCTIONS - II part

## **Emil Nikolov**

Abstract: The work is considered the method of Green-functions to solve partial differential equation. With its help are solved PDE of Newton-Richman and PDE of Lighthill-Whitham-Richards. Were examined stationary and nonstationary processes of change of temperature in HVAC-system climate comfort in buildings and changes in the density of traffic flow on highways. Below are the properties of the Green-functions and their application in control theory.

**Keywords:** Partial Differential Equation, Method of **Green-**Function, Analysis of Distributed Parameter Systems

В първата част на настоящата работа са показани: 1- въведение, 2- основни дефиниции и свойства на *Green-функцията*, 3- метод за нейното аналитично определяне, 4- решението на диференциални уравнения и 5- резултати от анализ на температурата в *HVAC*-система за конфорт на климата в сгради. В тази втора част на работата, неразделно свързана с първата, са показани: 6- резултати от анализа на транспортния трафик в автомагистрала, 7- заключението в разработката и 8- библиографията.

#### 6. АНАЛИЗ НА ТРАНСПОРТНИЯ ТРАФИК В АВТОМАГИСТРАЛА [24]

Транспортният трафик в контролен участък от автомагистрала се описва с уравнението на *Lighthill-Whitham-Richards* (30), което по същество е частно диференциално уравнение на съхранение на потока (автомобилния трафик) в разглеждания участък и е аналитичният модел на нестационарния режим на промяната на потока на автомобилния трафик (динамична система с разпределени параметри),

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} + \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial t} = 0$$
(30)

където са използвани означенията: q-обемен разход, дебит на транспортния поток -брой автомобили за единица време;  $q_{max}$  - максимален дебит на транспортния поток; v -скорост;  $v_c$  -свободна скорост на потока;  $v_r$  -интегрална скорост на потока;  $\rho$  -плътност на потока -брой автомобили за едница дистанция;  $\rho_o, \rho_a$  -начална и критична плътност на потока;  $\rho_c, \rho_c$  -плътност на входа и на изхода на магистралния участък; L -дистанция на разглеждания участък от магистралата -километри; n -брой на пътните платна; m -брой на пропускателните пунктове в магистралата. *LWR*-уравнението (30) отчита: физическото уравнение на дебита на трафика (31), уравнението за т.н. свободна скорост на трафика (32) и уравнението на *Greenshield* (33) за интегралната скорост на потока на транспортния трафик

$$q(x, t) = \rho(x, t) v(x, t)$$
(31)

$$v(x, t) = v_{e}(\rho(x, t))$$
(32)

$$v_{e}\left(x, t\right) = v_{f}\left(I - \left(\rho\left(x, t\right)/\rho_{max}\right)\right)$$
(33)

Въз основа на систематизираните уравнения (31), (32), (33) са показани еквивалентни трансформации (34)  $\div$  (39) за привеждането на базовото *LWR*-уравнение (30) към уравнение само по променливата  $\rho(x, t)$  в канонична форма представено заедно с граничните и начални условия с (40), където са отразени и аналитичните изисквания за еквивалентност. Моделът разглежда динамичната система с разпределени параметри с входна променлива - плътността на трафика на входа на участъка  $\rho_{entre}(o, t)$  от магистралата и изходна променлива - плътността на автомобилния поток  $\rho_{serte}(x, t)$  на определена дистанция от магистралата

$$q(x, t) = \rho(x, t) v_{f} \left( 1 - \frac{\rho(x, t)}{\rho_{max}} \right)$$
(34)

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x} \left[ \rho(x,t) v_{j} \left( 1 - 2 \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right) \right]$$
(35)

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x} \left( v_{f} \left( 1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right) \right) - \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x} \left( v_{f} \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right)$$
(36)

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x} \left( v_{f} \left( 1 - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} - \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right) \right)$$
(37)

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} = v_{f} \left( I - 2 \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right) \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x}$$
(38)

$$\frac{\partial q(x,t)}{\partial x} + \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial t} = 0 \iff \Rightarrow$$

$$\iff \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial t} + v_{f} \left( 1 - 2 \frac{\rho(x,t)}{\rho_{max}} \right) \frac{\partial \rho(x,t)}{\partial x} = 0$$
(39)

$$\frac{\partial \rho\left(x,t\right)}{\partial t} + v_{f}\left(1 - 2\frac{\rho\left(x,t\right)}{\rho_{max}}\right) \frac{\partial \rho\left(x,t\right)}{\partial x} = 0 \iff \Rightarrow$$

$$\iff \Rightarrow \quad a\frac{\partial \rho\left(x,t\right)}{\partial t} + b\frac{\partial \rho\left(x,t\right)}{\partial x} + c\rho\left(x,t\right) = f\left(x,t\right)$$

$$\left(a \equiv 1 \ ; \ b \equiv v_{f}\left(1 - 2\rho_{max}^{-i}\rho\left(x,t\right)\right) \ ; \ f\left(x,t\right) = c\rho\left(x,t\right) \ ; \ c \equiv 1\right)$$

$$\left\{\rho\left(x,0\right) = \rho_{o}\left(x\right) \ , \ \rho\left(0,t\right) = \rho_{emree}\left(t\right) \ , t \geq 0 \ , x \leq L \ , a \neq 0 \ , b \neq 0$$

$$\left\{a \equiv 1 \ ; \ b \equiv v_{f}\left(1 - 2\rho_{max}^{-i}\rho\left(x,t\right)\right) ; \ f\left(x,t\right) = c\rho\left(x,t\right) \ ; c \equiv 1\right)$$

Стандартизиращата функция в процеса на интегриране на уравнението (40) е определена с (41), а съответстващата на уравнението (40) *Green-функцията* - с (42). Това определя: решението (преходната функция)  $\rho_{\text{sortic}}(x, t)$  на уравнението (30), (40) с помощта (43), предавателната функция на моделираната динамична система с (44), а нейната честотна характеристикиа - с (45), както и възможностите за анализ на стационарния режим чрез: предавателния коефициент k на динамичната система (46), времеконстантата  $\tau$  (47) и закъснението  $\tau$  (48), както и чувствителността на предавателния коефициент  $\Delta k$  (49), на времеконстантата  $\Delta \tau$  и на закъснението  $\Delta \tau$  (50).

Определените аналитично показатели в стационарен режим времеви и честотни характерестики на моделираната с (30) и (40) динамична система с разпределени параметри, са визуализирани както следва на:

- фиг.16, фиг.17 -предавателен коефициент *k* ;

- фиг.18, фиг.19 преходна функция *h*<sub>12</sub> и преходна характеристика *ρ*<sub>sorte 12</sub>;
- фиг.20÷ фиг.15 честотни характеристики *G*<sub>12</sub> за параметричния диапазон

$$0 \ km/h \le v_{_f} \le 220 \ km/h$$
,  $0.15 \le \rho^{_0} \le 0.4956$ ,  $0 \ km \le L \le 12 \ km$ .

$$\varpi(x,t) = f(x,t) + a \rho_o(x) \delta(t) - b \delta(x) g(t)$$
(41)

$$GF(x,\xi,t) = \frac{e^{-\frac{1}{v_{f}(1-2\rho_{max}^{-1}\rho(x,t))}(x-\xi)}}{v_{f}(1-2\rho_{max}^{-1}\rho(x,t))} \delta\left(t - \frac{(x-\xi)}{v_{f}(1-2\rho_{max}^{-1}\rho(x,t))}\right)$$
(42)

$$\rho_{\text{sorie}}\left(x,\,t\right) = \int_{t_{a}}^{t} \int_{D} GF\left(x,\,\xi,\,t,\,\tau\right) \cdot \,\overline{\sigma}\left(\xi,\,\tau\right) d\,\xi\,d\,\tau \tag{43}$$

$$G(x,\xi,p) = \frac{\rho_{\text{sortic}}(x,\xi,p)}{\rho_{\text{entree}}(0,\xi,p)} = \int_{0}^{\infty} e^{-pt} GF(x,\xi,t) dt = v_{f} (1-2\rho_{0}) \left(\frac{L}{2 v_{f} (1-2\rho_{0})} p + I\right)^{-1} e^{-\frac{L}{2 v_{f} (1-2\rho_{0})} p}$$
(44.a)

$$G(L, v, \rho^{o}, p) \triangleq \frac{\left(v_{f}(I - 2\rho^{o})\right)^{-i} e^{-L(v_{f}(I - 2\rho^{o}))^{-i}p} e^{-L(2v_{f}(I - 2\rho^{o}))^{-i}p}}{\left(L\left(2 v_{f}(I - 2\rho^{o})\right)^{-i}p + I\right)}$$
(44.b)

$$G\left(x,\xi,j\omega\right) \stackrel{\circ}{=} v_{f}\left(1-2\rho_{o}\right) \left(\frac{L}{2 v_{f}\left(1-2\rho_{o}\right)} j\omega+I\right)^{-1} e^{-\frac{L}{2 v_{f}\left(1-2\rho_{o}\right)} j\omega}$$
(45.a)

$$G\left(\left(L,\nu,\rho^{\circ}\right),\xi,j\omega\right) \stackrel{\circ}{=} \nu_{f}\left(I-2\rho_{\circ}\right)\left(\frac{L}{2\nu_{f}\left(I-2\rho_{\circ}\right)}j\omega+I\right)^{-1}e^{-\frac{L}{2\nu_{f}\left(I-2\rho_{\circ}\right)}j\omega}$$
(45.b)

$$k \left( \rho^{o}, v_{f}, L \right) = \left| G \left( \rho^{o}, v_{f}, L, p \right) \right| \stackrel{\circ}{=} \frac{e^{-L(v_{f}(I-2\rho_{0}))^{c}}}{v_{f}(I-2\rho_{0})}$$
(46)

$$T(\rho^{o}, v_{f}, L) \doteq \frac{x - L}{2 v_{f}(1 - 2\rho_{o})} = \frac{L}{2 v_{f}(1 - 2\rho_{o})}$$
(47)

$$\tau\left(\rho^{o}, v_{j}, L\right) \doteq \frac{x - \xi}{v_{j}\left(1 - 2\rho_{o}\right)} = \frac{L}{2 v_{j}\left(1 - 2\rho_{o}\right)}$$
(48)

$$\Delta k \left(L, v_{f}, \rho^{o}\right) = -\frac{e^{-\frac{L}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}}}}{v_{f}^{2}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}} \Delta L + \left(\frac{L e^{-\frac{L}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}}}}{v_{f}^{3}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}} - \frac{e^{-\frac{L}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)}}}{v_{f}^{2}\left(l-2\rho^{o}\right)}\right) \Delta v_{f} + \left(-\frac{2L e^{-\frac{L}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}}}}{v_{f}^{2}\left(l-2\rho^{o}\right)^{3}} + \frac{2 e^{-\frac{L}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}}}}{v_{f}\left(l-2\rho^{o}\right)^{2}}\right) \Delta \rho^{o}$$

$$(49)$$

$$\Delta T (L, v_{f}, \rho^{o}) \doteq \Delta \tau (L, v_{f}, \rho^{o}) = \frac{1}{2 v_{f} (l - 2\rho^{o})} \Delta L - \frac{L}{2 v_{f}^{2} (l - 2\rho^{o})} \Delta v_{f} + \frac{L}{v_{f} (l - 2\rho^{o})^{2}} \Delta \rho^{o}$$
(50)





#### 

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Освен с универсалните си възможности за интегриране на *ODE*, *PDE*, *FODE* и *FOPDE* методът на *Green-функциите* предоставя уникалната възможност паралелно с решението да бъдат определени аналитично и съответстващите на моделираната с (1): (3) динамична система предавателна функция и честотни характеристики. Тази особеност на метода определя неговата ефективна приложимост в изследването на динамични системи, в т.ч. и с разпределени параметри, в теорията на управлението.

В настоящата работа се демонстрират възможностите на метода на *Green-функциите* в анализа на разпределените времеви и честотни характеристики на две типични динамични системи с разпределени параметри. Показани са аналитичните и графични визуализации на разпределените: преходни функции, преходните характеристики, предавателни функции и честотни характеристики на температурата в *HVAC*-система за климата в сгради и на транспортния трафик в автомагистрали. В резултат на решенията на *PDE* на *Newton-Richman* и *PDE* на *Lighthill-Whitham-Richards* с метода на *Green-функциите* са анализирани стационарните и нестационарни режими на в тези две динамични системи с разпределени параметри.

#### 8. ЛИТЕРАТУРА

[1]. Bronson Richard (2003), *Differential Equations*, McGraw-Hill, 2003, p. 142

[2]. Egorov Yu. V., Shubin M. A. (1995), *Partial Differential Equations*, Springer-Verlag, 1995, p. 280

[3]. Farlow Stanley J. (1982). *Partial Differential Equations for Scientist and Engineers*, John Wiley & Sons, 1982, p. 383

[4]. Guenther, R. B., Lee, J. W. (1988), *Partial differential equations of mathematical physics and integral equations*. Edgewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall

[5]. Ilyashenko Yulij, Sergei Yakovenko (2003), *Lectures on Analytic Differential Equations*, Moscow State University, 2003, p. 344

[6]. Jost J. (1998), Partielle Differentialgleichun-gen, Springer, 1998, p. 325

[7]. Miwa Tetsuji, Michio Jombo, Etsuro Date (2000), *Solitons: differential equations, Symmetries, infinite-dimensional algebras*, Cambridge University Press, 2000, ISBN 0 521 56161 2, p. 262

[8]. Neta B. (2003), *Numerical Solution of Partial Differential Equations*, Monterey, California, 2003, p. 335

[9]. Taylor M. E. (2002), *Partial Differential Equations - Basic Theory*, Springer-Verlag, 2000, p. 562

[10]. Zwillinger Daniel (1997), *Handbook of Differential Equations*, Academic Press, 1997, p. 870

[11]. Butkovskiy A. G. (1982), *Green's Functions and Transfer Functions Handbook*, first ed., Ellis Horwood, Chichester, NY, 1982

[12]. Benedetti A., P. Gabriel, G. L. Stephens (2002), *Properties of rejected sunlight derived from a Green's function method*, Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer 72 (2002) 201-225

[13]. Bernhard Ben Hur (2005), *Green's function approach to ferromagnetism on the Kondo lattice*, Physica B 359–361 (2005) 723-725

[14]. Capuzzi F., C. Giusti, F. D. Pacati, D. N. Kadrev (2005), Antisymmetrized Green's function approach to (e, e0) reactions with a realistic nuclear density, Annals of Physics 317 (2005) 492-529

[15]. Francisco J. Valdes-Parada, Mauricio Sales-Cruz, J. Alberto Ochoa-Tapia, Jose Alvarez-Ramirez (2008), *On Green's function methods to solve nonlinear reaction-diffusion systems*, Computers and Chemical Engineering 32 (2008) 503-511

[16]. Kagiwada H. H., R. E. Kalaba (1967), *A practical method for determining Green's functions using Hadamard's variational formula*, J. of Optimization Theory and Applications, Issue: Volume 1, Number 1, July 1967, 33-39

[17]. Bellman, R. E. and and H. Osborn (1958), *Dynamic Programming and the Variation* of Green's Functions, J. Math. Mech., 7, 81-86

[18]. Butzer Paul L., Anatoly A. Kilbas, and Juan J. Trujillo (2002), *Compositions of Hadamard-type fractional integration operators and the semigroup property*, J. Math. Anal. Appl. 269 (2002) 387-400

[19]. Fink A. M. (2000), *Hadamard's Inequality for Log-Concave Functions*, Mathematical and Computer Modelling 32 (2000) 625-629

[20]. Fujiwara D. and S. Ozawa (1978), *Hadamard's variational formula for the Green functions of some normal elliptic boundary problems*, Proc. Japan Acad. 54A, (1978), 215-220

[21]. Fujiwara Daisuke (1981), *A Remark on the Hadamard Variational Formula. II*, Proc. Japan Acad., 5'7, Ser. A (1981) pp. 337-341

[22]. Nemeth S. Z. (2003), *Variational inequalities on Hadamard manifolds*, Nonlinear Analysis 52 (2003) 1491-1498

[23]. Peetre J. (1980), On Hadamard's variational formula. J. Diff. Eqs., 36, 335-346

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

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

Постъпила на 28.03.2012

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



# МОДИФИЦИРАНИ МЕТОДИ В КОМПЛЕКСНАТА РАВНИНА

## Весела Карлова-Сергиева

**Резюме:** В настоящата работа са представени методи за отчитане на относителната устойчивост в системите за управление от гледна точка на ходографа на корените. Модулната и фазовата характеристика допълват ходографа на корените чрез проследяване на влиянието на свободния параметър върху корените на затворената система. Триизмерния ходограф на корените се използва за информация за чувствителност на корените.

**Ключови думи:** запаси по относителна устойчивост, изомодулни и изоаргументни контури, модулна и фазова характеристика, робастност.

# MODIFIED TECHNIQUES IN THE COMPLEX PLANE

## Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: Techniques are presented in this article to help visualize relative stability of control systems from a root locus viewpoint. The gain plot extends the standard root locus plot by depicting explicitly the influence of system parameter on closed-loop system poles. The vertical information on 3-dimensional surface over the s-plane is in fact helpful in understanding high sensitivity.

*Keywords:* Gain Margin, Phase Margin, Isomagnitude Curves, Isophase curves, Gain plot, Angle plot, Robustness.

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Основното предназначение на комплексната равнина е в тълкуването на свойствата на системите за автоматично управление (САУ) във времевата област, възможност, която не е присъща на честотната област.

Използването на базата, която дава метода на ходографа на корените, позволява да се получат модификации на този метод, чрез които да се получи информация за относителната устойчивост, включваща запасите по модул и фаза.

Тези алтернативи използват модулна и фазова характеристика (МХ и  $\Phi$ Х) по отношение на независим параметър и изомодулни и изоаргументни контури на комплексната предавателна функция на затворената система. Всички те позволяват да се третира понятието робастност в комплексната равнина, тъй като в явен вид се вижда как промяната на варируемия параметър се отразява върху качеството на системата [1-4].

#### 2. ЦЕЛ

Целта на настоящата работа е да се представят и приложат модифицирани методи за интерпретиране на запасите на устойчивост по модул и фаза.

С цел онагледяване на същината на методите и внасяне на необходимата конкретика, без загуба на общност, е използвана тестова система за управление.

#### 3. ЗАДАЧИ

В работата се поставят задачи свързани с:

- а) получаване на модулна и фазова характеристика;
- б) получаване на изомодулни и изоаргументни контури;
- в) интерпретиране на триизмерни представяния;
- г) анализ на робастност.

## 4. ТЕСТОВА СИСТЕМА

За целите в работата се използва модел на САУ, състояща се от ПИД регулатор, с отношение на времеконстантите  $T < \frac{1}{2}$  и колебателен обект. Характерис-

с отношение на времеконстантите  $T_d < \frac{1}{4T_i}$ , и колебателен обект. Характерис-

тичното уравнение на затворената система има вида (1).

$$T_{i}s^{3} + \left(2T_{i}\xi\omega_{n} + k\omega_{n}^{2}T_{i}T_{d}\right)s^{2} + \left(T_{i}\omega_{n}^{2} + k\omega_{n}^{2}T_{d}\right)s + k\omega_{n}^{2} = 0 \quad (1)$$

За целите на изследването са приети следните стойности на параметрите на системата (2):

$$\xi = 0.1$$
,  $\omega_n = 1$  (2)

Функцията на свободен параметър се изпълнява от k на регулатора.

## 5. МОДУЛНА И ФАЗОВА ХАРАКТЕРИСТИКА ПО ОТНОШЕНИЕ НА СВОБОДЕН ПАРАМЕТЪР

Всяка точка от ходографа на корените представлява полюс на комплексната предавателна функция на затворената система за съответна стойност на свободния параметър k. Това комплексно число (3) се позиционира чрез използване на правоъгълни или полярни координати и определя поведението на затворената система – устойчивост, качество и т. н.

$$s = \sigma + j\omega = r(\cos \varphi + j\sin \varphi) = r \exp(j\varphi)$$
 (3),

където  $\sigma = \operatorname{Re}(s), \ \omega = \operatorname{Im}(s), \ r = |s| = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2}$  и  $\varphi = \angle s = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\sigma}$ .

От изследователска гледна точка е интересно да се покаже алтернативна характеристика, използваща модула и аргумента на комплексното число s по отношение на свободен параметър k. Това различно графично представяне допълва информацията, идваща от комплексната равнина и се нарича съответно модулна характеристика МХ и фазова характеристика ФХ.
Показателите на косвено качество от комплексната равнина директно се интерпретират от тези характеристики. Собствената честота  $\omega_n$  съответства на модула на комплексното число *s*, а коефициента на затихване  $\xi$  е свързан с аргумента (4)

$$\omega_n = r$$
,  $\xi = \sin \varphi$  (4)

За устойчивостта се съди по  $\Phi X$ . Устойчива е тази система, при която всички аргументи на полюсите *s*, получени за всички изследвани стойности на *k* са разположени във втори или трети квадрант от комплексната равнина (5).

$$90^{\circ} < \varphi < 270^{\circ}$$
 (5)

На фиг.1 са показани МХ и ФХ на изследваната система.



Фиг.1

Фазовата характеристика отразява базовите правила за построяване на ходографа на корените. В резултат получените криви са симетрични при комплексните корени  $s_2, s_3$ , а кривата  $\pm (2i+1)\pi$  обозначава реален корен  $s_1$ .

От друга страна от модулната характеристика се правят следните изводи: модула на корените |s|, когато те са комплексни е един и същ. При увеличаване стойността на свободния параметър k, реалният корен  $s_1$  увеличава своя модул. Интересно следствие се явява и мястото на пресичане на модулните характеристика на трите корени на системата  $s_1, s_2, s_3$ . Това е точката, в която стойността на реалния корен  $s_1$  и стойността на имагинерната част на комплексните корени  $s_2, s_3$  се изравнят. Това става при k = 1.43.

От модулната характеристика може да се види в явен вид и ако съществува точка на събиране и разделяне на клонове от ходографа на корените, т.е кратен корен. Тази точка е проследима и от фазовата характеристика. При нея аргумента на корените напуска стойността  $\pm (2i+1)\pi$  в кратната точка.

Отбелязва се, че когато е налице комплексно-спрегната двойка корени, техният модул е еднакъв, но аргументът им е с различна стойност.

За определяне на граничния коефициент на системата  $k^*$ , който е необходим за определяне на запаса по модул *GM* се използва фазовата характеристика (6).

$$GM = \frac{k^*}{k} \quad (6)$$

При пресичане на кривата със стойност  $\pm \pi/2$ () се отчита коефициента. За конкретния случай  $k^* = 0.055$  и  $k^* = 2.4$ , т.е системата е известна като система с условна устойчивост при нарастване на свободния параметър. В тези две точки, съгласно гореизложеното, коефициента на затихване е  $\xi = 0$ . Отрицателните стойности на коефициента на затихване имат изследователски характер и нямат практическо значение.

## 6. ИЗОМОДУЛНИ И ИЗОАРГУМЕНТНИ КОНТУРИ

Във формирането на изомодулните контури на КПФ участват положителните стойности на реалната част  $\sigma$  и отрицателните стойности на имагинерната съставка  $\omega$  на комплексната променлива *s*. Това трябва да се има предвид, при интерпретиране на устойчивостта на разглежданата система.

За да се получат изомодулните криви на комплексната предавателна функция W(s) в уравнението на модулите (7) се полага  $s = \pm \sigma \pm j\omega$ .

$$kM(\sigma,\omega) = 1$$
, където  $M(\sigma,\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}^2(W(s)) + \operatorname{Im}^2(W(s))}$  (7)

Уравнението (7) показва, че за всяка стойност на свободния параметър (*k* = *const*) съответства определена изомодулна траектория.

Изоаргументните контури се получават като се включат стойности на аргумента различни от  $\pm (2i+1)\pi$  в уравнението на аргументите (8)

$$\varphi(\sigma, \omega) \neq \pm (2i+1)\pi$$
, където  $\varphi(\sigma, \omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(W(s))}{\operatorname{Re}(W(s))}$  (8)

Изследването на семейството от изомодулни и изоаргументни траектории дава възможност да бъдат определени запасите на устойчивост по модул *GM* и фаза *PM* от комплексната равнина.

Запасът по модул графоаналитично се определя от пресичането на изоаргументната крива със стойност  $\pm (2i+1)\pi$  съответната изомодулна крива за граничната стойност на k (ако има такава) и от пресичането на кривата  $\pm (2i+1)\pi$  с изомодулната крива, за която е необходимо изчисление на GM, съгласно (6). Получената честота $\omega_{-\pi}$  съответства на честотата получена при пресичането на клоновете на ходографа на корените оста  $j\omega$ .

За определянето на запасът по фаза *РМ* участва изомодулната крива, която пресича имагинерната ос в точката, в която я пресича и съответната изоаргументната крива. Съобразно дефиницията на *РМ* (9) се изчислява показателя на качество.

$$PM = \pi + \arg W(j\omega_1) \quad (9)$$

В зависимост от спецификата на системата, могат да бъдат дефинирани повече от един запас по модул *GM* и запас по фаза*GM*. На фиг.2 е показан фазовия ходограф на корените при стойности на изомодулните контури за k = 0.04, 0.055, 2.4, 40. Съгласно критерия на Найквист, реалните *GM* и *PM* ще бъдат тези с най-малките стойности.



В изследвания случай, двукратното пресичане на изоаргументната крива  $\pm (2i+1)\pi$  с имагинерната ос показва, че системата ще има две гранични стойности на свободния параметър.

Случай 1. k = 0.04.

Изомодулния контур пресича имагинерната ос при изоаргументна крива със стойност  $-90^{\circ}$  и следователно  $PM \approx 90^{\circ}$ .

Тази стойност на запаса по фаза във всички случай определя преходен процес без колебания. Срязващата честота има стойност  $\omega_1 = 0.2r/s$  и следователно  $t_s \pm n\% \approx 30 \div 40s$ . Запасът по модул ще има две стойности  $GM_1 = 0.055/0.04 = 1.38$  и  $GM_2 = 2.4/0.04 = 60$ , получени при честоти  $\omega_{1,2} = 1r/s$  и  $\omega_{2,2} = 2.14r/s$ .

Случай 2. k = 0.055.

Налице е трикратно пресичане на изомодулната крива за k = 0.055 имагинерната ос, графоаналитично се определят  $PM_1 \approx 90^\circ$  при  $\omega_{l_1} = 0.3r/s$ ,  $PM_2 \approx 70^\circ$  при  $\omega_{l_2} = 0.9r/s$ ,  $PM_3 = 0^\circ$  при  $\omega_{l_3} = 1r/s$ .

За запаса по модул се получава стойностите  $GM_1 = 0.055/0.055 = 1$  при  $\omega_{1_{-s}} = 1r/s$  и  $GM_2 = 2.4/0.055 = 43.6$  за.  $\omega_{2_{-s}} = 2.14r/s$ 

Случай З. k = 2.4.

Това е другата гранична стойност на коефициента на Еванс, на фиг.2 е построен съответстващия изомодулен контур пресичащ имагинерната ос еднократно при  $\omega_{1_{-\pi}} = 1r/s$  и определящ  $PM = 0^{\circ}$ . Другият показател приема стойности, съответно  $GM_1 = 0.055/2.4 = 0.023$  за  $\omega_{2_{-\pi}} = 2.14r/s$  и  $GM_2 = 2.4/2.4 = 1$  за  $\omega_{1_{-\pi}} = 1r/s$ .

Във времевата област тези стойности означават преходен процес с незатихващи колебания, чиято амплитуда и честота е по-голяма от ситуацията k = 0.055, тъй като тук честотата определяща граничен режим е по-голяма.

Случай 4. k = 4.

Запасите на устойчивост, които са отчетени графично  $GM_1 = 0.055/4 = 0.0138$  при  $\omega_{1_{-\pi}} = 1r/s$ ,  $GM_1 = 2.4/4 = 0.06$  при  $\omega_{2_{-\pi}} = 2.14r/s$ , а стойността на запаса по фаза е  $PM = 45^{\circ}$  за  $\omega_1 = 3r/s$ , които определят колебателен преходен процес. В таблицата е направено обобщение на резултатите от анализа на качеството на системата.

k <sub>R</sub>	0.04		0.055			2.4		4	
$PM,^{o}$	90		90	70	0	0		45	
$\omega_1, r/s$	0.2		0.3	0.9	1	1		3	
$GM,^{=}$	1.38	60	1	43.6		0.023	1	0.0138	0.06
$\omega_{-\pi}, r/s$	1	2.14	1	2.14		1	2.14	1	2.14

Таблица 1

# 7. ТРИИЗМЕРНИ ПРЕДСТАВЯНИЯ

Удобно е за по нататъшни разсъждения и нагледност да се работи с логаритмичните изомодулни криви (10)

$$L(\sigma, \omega) = 20 \log M(\sigma, \omega), dB \quad (10)$$

Триизмерното представяне на ходографа на корените допълнително онагледява и разширява полезната информация необходима при изследването на системите, като например показва стойности на свободния параметър, в които системата има висока чувствителност.

За изобразяване на тримерен ходограф на корените и интерпретиране на връзката между честотната област и комплексната равнина е необходимо използването на изомодулните и изоаргументните контури.

В триизмерната комплексна равнина полюсите на предавателната функция на отворената система W(s) представляват върхове, а нулите – вдлъбнатини.

Височината на върховете се определя от  $-20\log k$ , dB, при k = 0 (начало клоновете на ХК) върховете са с безкрайна височина, а при  $k \to \infty$  (краят на клоновете на ХК е в нулите на системата, ако има такива или в  $\infty$ ) се получават безкрайно дълбоки вдлъбнатини.

На фиг.За е визуализиран ходографа на корените на изследваната система.





От графиките на фиг.3 следва, че корените на характеристичното уравнение на затворената система се движат в посока на най-бързото спускане по изомодулните криви от върховете за k = 0 или  $k \to -\infty, dB$ , следвайки изоаргументната крива със стойност кратна на  $\pm 180^{\circ}$ , към вдлъбнатините (при нули) за стойност на изомодулната траектория отговаряща на  $k \to \infty$  ( $k \to \infty, dB$ ). Трите върха представляват полюсите на предавателната функция, а вдлъбнатините показват нулите.

В точките от ходографа на корените получени за  $\frac{dW(s)}{ds} = 0$ , при триизмерно изображение се формира плато, индикиращо високата чувствителност на корените на затворената система – малкото изменение на *k* води до значителна промяна в качеството на системите за управление.

#### 8. РОБАСТНОСТ

Използването на модула |s| и аргумента  $\angle s$  на корена на характеристичното уравнение на затворената система позволява да се съди за робастност, тъй като

в явен вид се вижда как изменението на свободния параметър *k* се отразява върху качеството на системата.

Също така от предложените модулна и фазова характеристика, може да се съди и за чувствителност на корените. При комплексни корени техният модул е еднакъв, което означава, че и тяхната чувствителност ще е една и съща. Обратно реалните корени имат различна чувствителност, тъй като техният модул нараства с увеличаване на свободния параметър k. Този факт се дължи на различното разположение на реалните корени спрямо имагинерната ос.

Около кратната точка чувствителността на корените е голяма, малка промяна в коефициента, води до значителна промяна в модула на корените.

Кривите за  $M(\sigma, \omega) = const$  могат да бъдат използвани освен за определяне на запасите по модул и фаза и за оценка на чувствителността на корените на характеристичното уравнение на затворената система. В точките на събиране и разделяне на клоновете на ХК чувствителността е безкрайност, което означава, че изомодулните контури при еднакво изменение на *k* около тези точки се позиционират на големи разстояния един от друг.

Образуваните плата в тримерното изображение индикират високата чувствителност на корените в съответните участъци от ходографа на корените. Много малки изменения в k довеждат до качествено различни преходни характеристики – от апериодичен до неустойчив преходен процес при промяна на k. След което корените на затворената система по метода на най-бързото спускане клонят към нулите на системата и чувствителността им рязко намалява и преходните процеси имат преобладаващо апериодичен характер.

# 9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложените модификации на метода на ходографа на корените съчетават предимствата на комплексната равнина и честотната област за подобряване на качеството на системите за управление.

Отчитането на запасите по относителна устойчивост от МХ и ФХ е ясно и носи допълнителна информация, която може да се използва при синтеза на системите за управление.

В бъдеща работа се предвижда получаване на ФХ, за стойност на свободния параметър като комплексно число. От нея директно се дава възможност за отчитане на запаса по фаза на системата.

В резултат на използването на изомодулни и изоаргументни криви се прави извод, че метода на ходографа на корените се явява частен случай, получен при пресичане на изомодулните траектории за k = const, с изоаргументната крива със стойност  $\pm (2i+1)\pi$ . По този начин информацията за честотата  $\omega$ , която не е явен параметър в комплексната равнина може да се използва за определяне на запасите по модул *GM* и фаза *PM* от комплексната равнина.

Триизмерното представяне на съвкупността от изомодулни и изоаргументни контури допълва информацията необходима за изследване на системите за управление, като дава възможност за изследване на робастност.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Kurfess T. R., M. L. Nagurka (1994), Geometric Links Among Classical Controls Tools, IEEE Transactions on Education, Feb. 1994, pp. 77–83.

[2] Cavicci T. J. (1996), **Phase-Root Locus and Relative Stability**, IEEE Control Systems, Aug. 1996, pp. 69–77.

[3] Tsiotras P.(2005), **The Relation Between the 3-D Bode Diagram and the Root Locus**, IEEE Control System Magazine, Feb. 2005, pp. 88-96.

[4] Dorf R. C., R. H. Bishop (2008), **Modern control systems 11<sup>th</sup>ed,** Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, N.J. 07458, 2008.

Автор: Весела Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р от катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет – София; *email: vkarlova@gmail.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



# КОМПЕНСАЦИЯ НА ЗАКЪСНЕНИЕ В САУ ПРИ ПРОМЯНА В ПАРАМЕТРИТЕ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

### Весела Карлова-Сергиева

**Резюме.** Регулаторът на Смит не може да противодейства на вътрешните смущения в системите, тъй като не може да предскаже тяхното влияние. Идеята за компенсатор на закъснението е начин да се допълни синтеза на робастен регулатор при обекти с рационална динамика и доминиращо времезакъснение. Целта на получената робастната система е гарантиране на качество при промяна в параметрите на обекта за управление. Предложеният метод се илюстрира чрез числен пример.

**Ключови думи:** Количествена теория на обратната връзка, регулатор на Смит, робастност.

## COMPENSATION OF TIME DELAY CONTROL SYSTEM WITH UNCERTAINTIES PARAMETERS

## Vessela Karlova-Sergieva

Abstract. The Smith predictor cannot deal with disturbances because it cannot predict their effects. In fact, the usage of Smith predictor is a reliable way to improve the performance of a (model based) robust controller, designed for process with rational dynamics for cases, where the delay time is dominant. The goal of this robust system design is to assure system performance in spite of process changes and uncertainties. The simulation example illustrates the effectiveness of the proposed method. Keywords: Qquantitative Feedback Theory, Robustness, Smith Controller.

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Голяма част от реалните обекти в промишлеността са обекти със закъснение. Закъснението може да възникне от физически пренос на вещество, вследствие на редукция на високия ред на обекта, ниска чувствителност на датчиците, време за изчисление на управляващото въздействие и др.

Системите със закъснение са характеризират с проблеми при тяхното управление поради влошаване на устойчивостта, вследствие наличие закъснение в обратната връзка.

Като се добави и реална ситуация свързана с промяна в параметрите на обекта, при управлението на тези системи се налага да се взимат разнообразни решения, за да бъдат постигнати желани резултати [1-6].

#### 2. ЦЕЛ

Целта на настоящата работа е синтез на регулатор на Смит чрез метод на количествената теория на обратната връзка (КТОВ). Двете идеи съчетават предимствата на настройката на регулатор чрез компенсатор на закъснението и получаване на робастност при значителна промяна в параметрите на обекта за управление.

#### 3. ЗАДАЧИ

За реализиране на поставената цел се решават следните задачи:

а) настройка на регулатор на Смит към обект с постоянни параметри;

б) настройка на регулатор на Смит към обект с нестационарни параметри чрез метод КТОВ;

в) анализ на робастността по отношение на предложените решения.

### 4. КОМПЕНСАЦИЯ НА ЗАКЪСНЕНИЕТО

Характеристичното уравнение на затворена система с единична отрицателна обратна връзка има вида (1)

$$1 + W_p(s)W_o(s)e^{-s\tau} = 0$$
 (1)

Известно е, че при анализ на динамиката на системите в честотната област закъснението в системите води до дефазиране на амплитудно-фазовата характеристика и по този начин значително се намалява запаса по модул и може да се достигне до загуба на устойчивост. Това е така, тъй като основната информация за изхода на системата, която идва от обратната връзка е изгубена.

При наличие на модел (номинален) на обекта за управление е възможно да се предскаже какво ще се случи на изхода на системата чрез реализация на компенсация на времезакъснението. По този начин в системата ще е налична информация от обратната връзка на системата, която ще е базирана на модела на обекта.

Структурната схема, която реализира моделното управление е показана на фиг.1.



Фиг.1

Сигналът от разгласуването E между входа X и изхода Y в системата се допълва и от компенсатора на времезакъснението  $W_{Cs}(s)$ , (2)

$$E = X - Y - E\left(W_p W_o\left(1 - e^{-s\tau}\right)\right) \quad (2)$$

За изхода *Y* на системата за управление се записва (3)

$$Y = W_p W_o e^{-s\tau} E \quad (3)$$

откъдето следва, че грешката в системата не зависи от закъснението, (4).

$$E = X - EW_p W_o \quad (4)$$

По този начин чрез използване на компенсатор на закъснението  $W_{cs}(s)$  може да се постигне голям коефициент на усилване, без това да доведе до загуба на устойчивост, в общия случай.

Пълна компенсация на времезакъснението се реализира единствено при точен модел на обекта (или при стационарни параметри на обекта за управление). В друга ситуация полученото качество на регулируемата величина ще се различава от желаното.

Нека предавателната функция  $\tilde{W}_o$  описва модел, който представлява найлошото съчетание в параметрите на обекта и може да се разглежда като неточен модел на обекта. Тогава за изхода на системата *Y* се записва уравнението (5)

$$Y + \left(\tilde{W_o}\left(1 - e^{-s\tilde{\tau}}\right)\right)W_p X = \left(W_p W_o e^{-s\tau} + W_p \tilde{W_o}\left(1 - e^{-s\tilde{\tau}}\right)\right) X = W_p \left(W_p e^{-s\tau} + \tilde{W_o}\left(1 - e^{-s\tilde{\tau}}\right)\right) X$$
(5)  
В уравнение (5) дясната част ще бъде  $W_p W_o X$  единствено при пълно съвпадение

между модел и обект,  $W_{a} = \tilde{W}_{a}$  и  $\tau = \tilde{\tau}$ .

## 5. КОЛИЧЕСТВЕНА ТЕОРИЯ НА ОБРАТНАТА ВРЪЗКА

Методът на количествената теория на обратната връзка е развит в честотната област, използва класическите концепции за показателите на качество, като моделира неопределеността в параметрите на обекта за управление и реализира синтез на регулатори, които гарантират робастност.

КТОВ води до намаляване на ефекта от промяната в параметрите на модела като едновременно с това задоволява желаното качество.

Най-съществената част от метода е компромисът между ред на регулатора, намаляване коефициента на усилване от обратната връзка, съществуването на променливи параметри и получаването на желано качество за всяка от честота от предварително зададените.

Методологията за синтез позволява на проектанта да предвиди необходимите ограничения и да направи компромиси, за да получи желана затворена система. Базовите стъпки на процедурата са разгледани подробно в [4,5] и могат да се обобщят в:

а) получаване на зони с неопределеност;

- б) задаване на желано качество;
- в) получаване на U-контур, робастни и оптимални граници;
- г) проектиране на регулатор;

д) синтез на префилтър;

е) симулации и проверка.

Разглежда се класическа система с две степени на свобода, която най-добре илюстрира метода КТОВ, фиг.2.



Структурата от фиг.2 съдържа набор от обекти  $W_o(j\omega_i)$ , регулатор  $W_p$ , префилтър *F*, които трябва да се проектират, също *H* предавателна функция на обратната връзка.

От друга страна X, E, U, Y, N са вектори, които представляват съответно заданието, грешката в системата, управляващия сигнал на регулатора, изхода на системата и шум от измерването.  $D_o, D_1, D_2$  са външни сигнални смущения.

Уравненията, които описват структурата са (6), (7) и (8).

$$Y = \frac{1}{W_{p}W_{o}H + 1}D_{2} + \frac{W_{o}}{W_{p}W_{o}H + 1}D_{1} + \frac{W_{p}W_{o}}{W_{p}W_{o}H + 1}(D_{0} + FX) - \frac{W_{p}W_{o}H}{W_{p}W_{o}H + 1}N; \quad (6)$$

$$U = \frac{W_{p}}{W_{p}W_{o}H + 1}(D_{0} + FX) - \frac{W_{p}H}{W_{p}W_{o}H + 1}(N + D_{2} + W_{o}D_{1}); \quad (7)$$

$$E = \frac{H}{W_{p}W_{o}H + 1}D_{2} + \frac{W_{o}H}{W_{p}W_{o}H + 1}D_{1} + \frac{W_{p}W_{o}H}{W_{p}W_{o}H + 1}R + \frac{1}{W_{p}W_{o}H + 1}FX - \frac{H}{W_{p}W_{o}H + 1}N$$

$$(8)$$

Количествената теория свързва тези предавателни функции за получаване на робастна устойчивост и робастно качество.

#### 6. ЧИСЛЕН ПРИМЕР

Прилагането на метода на КТОВ води до удовлетворяване на условията за робастна устойчивост и робастно качество.

Използването на компенсатор на голямото закъснение, чрез най-често използвания ПИ регулатор на Смит, води до добри резултати при голямо времезакъснение, но системата не притежава робастни свойства.

Системата с регулатор на Смит е твърде чувствителна дори при малка промяна в нейните параметри. Обратно, регулаторът синтезиран с метода на количествената теория на обратната връзка води до редукция на чувствителност и прави системата практически нечувствителна дори при значителна промяна в нейните параметрите.

Тези съображения дават идея за синтез на регулатор на Смит чрез КТОВ.

Изходни данни.

Предмет на изследване е обект с предавателна функция (9)

$$W_{o}(s) = \frac{k}{(T_{1}s+1)(T_{2}s+1)(T_{3}s+1)}e^{-\tau s} \quad (9)$$

Параметрите k,  $T_1$  и  $T_2$  са нестационарни и приемат стойности в диапазона  $1 \le k \le 1.5$ ,  $10 \le T_1 \le 20$  и  $5 \le T_2 \le 10$ . Времеконстантата  $T_3$  е постоянна и има стойност  $T_3 = 10$ . Времезакъснението в системата също е постоянно и има стойност  $\tau = 60$ . Математичното описание на разглеждания обект съответтства на пброя линейни модели. Номиналният обект се описва с предавателна функция,

която съдържа три еднакви времеконстанти и закъснение  $W_o(s) = \frac{1}{(10s+1)^3} e^{-60s}$ .

Критерият за качество в системата за управление е апериодичен преходен процес.

#### Компенсация на закъснението при постоянни параметри.

При липса на изменение в параметрите на обекта се реализира предсказващ ПИ регулатор, съгласно структурната схема от фиг.1. Предавателната функция на ПИ регулатора има вида  $W_p(s) = 0.148 \left(1 + \frac{1}{10s}\right)$ , като параметрите  $k_p$  и  $T_i$  оси-

гуряват кратни корени на затворената система. Критично-апериодичният режим е показан на фиг.3.



# Синтез на регулатор чрез КТОВ.

При промяна в параметрите на обекта, системата показва качество различно от желаното. На симулацията е показана ситуация при комбинация на параметрите в обекта, които отговарят на граничните стойности на предварително известната неопределеност, т.е при предавателна функция

$$W_o(s) = \frac{1.5}{(5s+1)(20s+1)(10s+1)}e^{-60s}$$

За да се гарантира апериодичен преходен процес в системата при наличието на неопределеност и закъснение, стратегията за управление, която се използва е настройката на Смит регулатор чрез количествената теория на обратната връзка. Методът изисква задаване на ограничения върху участващите в критерия за качество предавателни функции, (10), (11).

$$M_{T} = \max_{\omega} \left| T\left(j\omega_{i}, q_{j}\right) \right| \leq w_{T}\left(j\omega_{i}\right). \quad (10)$$

$$T_{U}\left(j\omega\right) \leq \left| F\left(j\omega\right) \frac{W_{R}\left(j\omega\right) W_{o}\left(j\omega, q_{j}\right)}{1 + W_{R}\left(j\omega\right) W_{o}\left(j\omega, q_{j}\right)} \right| \leq T_{L}\left(j\omega\right) \quad (11)$$

Първото ограничение (10) касае функцията на допълнителна чувствителност, която отчита нестационарността в параметрите на обекта и е свързано с желания апериодичен характер на преходния процес. Второто ограничение определя долна и горна граница на бързодействието на апериодичния преходен процес. Конкретният вид на комплексните предавателни функции  $w_T(j\omega_i)$ ,  $T_u(j\omega)$  и  $T_i(j\omega)$  се дава от (12)

$$T_{U}(j\omega) = \frac{1}{\left(10\,j\omega+1\right)^{2}} \bowtie T_{L}(j\omega) = \frac{1}{100\,j\omega+1} \quad (12)$$

Първоначално се преминава към моделиране на нестационарността в параметрите на обекта чрез зони на нестационарност, разположени в равнината на Николс, фиг.4.



Зоните отговарят за вектор от съществени честоти (13)  $\omega = [0.005, 0.01, 0.02, 0.04, 0.07]$  (13)

На база въведените ограничения (10) и (11) се изчертават необходимите за синтеза на регулатор U контур и робастна граница  $B_R(j\omega_i)$ , отново за избраните честоти. На фиг.4 и фиг.5 са представени графичните изображения на (10) и (11), а на фиг.6 са показани оптималните граници  $B_a(j\omega_i)$ .

Оптималните граници и номиналния обект участват в синтеза на регулатора. При при добавянето на елементи, които изграждат регулатора трябва да се спазва условието, честотите на новополучената система да са разположени над и извън съответната оптимална граница за същата честота, фиг.6.

След итеративни процедури се достига до следната предавателна функция



Наличието на интегратор в предавателната функция на регулатора (14), осигурява точност и намалява чувствителността на системата за управление. Комбинацията от интегро-диференциращи елементи осигурява запас по фаза на получената система над 90°, което показва, че режимът във времевата област ще е апериодичен.

Последната стъпка от метода КТОВ е избор на предавателна функция на префилтър, която ще осигури необходимото бързодействие в системата, определено от  $T_U(j\omega)$  и  $T_L(j\omega)$ , фиг.7. За избрания вектор от честоти за предавателна функция на префилтъра *F* се избира апериодично звено от първи ред (15)



На фиг.8, фиг.9, фиг.10 и фиг.11 са визуализирани графичните изражения на условията за робастна устойчивост (16), номинално (17) и робастно качество (18).

$$\left|T\left(j\omega\right)\right| = \left|W_{T}\left(j\omega\right)\frac{W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}{1+W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}\right| \le 1 \quad (16)$$

$$\left|S\left(j\omega\right)\right| = \left|\frac{F\left(j\omega\right)}{1+W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}\right| \le 1 \quad (17)$$

$$\left(\left|\frac{F\left(j\omega\right)}{1+W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}\right| + \left|W_{T}\left(j\omega\right)\frac{W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}{1+W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega\right)}\right|\right) \le 1 \quad (18)$$



Направените симулации, на фиг.8- фиг.11, отчитат и ситуацията, при която в системата за управление е включен и префилтър *F*, (с непрекъсната линия).



Симулациите показват редукция на чувствителност и получаване на робастно качество в системата, получени вследствие на количествената теория на обратната връзка.

### Синтез на регулатор на Смит.

Реализирания регулатор с предавателна функция (14) участва в структурната схема от фиг.1. Извършва се управление, което е базирано на номиналния обект, като при промяна на параметрите на обекта, изхода на системата запазва желано качество, фиг.12.



Направеният синтез на регулатор в настоящата работа показва адекватно поведение на затворената система, както във времевата област, фиг.12, така и в честотната област на фиг.8- фиг.11.

# 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е показана успешна комбинация на два подхода за компенсиране на закъснение и запазване на качество на управление при възникване на неопределеност в обекта. Регулаторът е синтезиран чрез метод на количествена теория на обратната връзка, чрез който се отчита предварително известната неопределеност, а самото управление е базирано на номиналния обект.

В бъдещи изследвания се предвижда получаване на управление, което ще отрази промяна на закъснението в предавателната функция на обекта, чрез моделиране на тази неопределеност и отчитането и в съставящите стъпки на КТОВ.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Borghesani C., Y. Chait, O. Yaniv (2003), **The QFT Frequency Domain Control Design Toolbox, User's Guide, 3<sup>rd</sup> ed, Terasoft, Inc.**, 2003.

[2] Garcia-Sanz M. (2006), **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] Houpis C., S. Rasmussen (1999), **Quantitative Feedback Theory**, Marcel Dekker Inc., 1999.

[4] Карлова-Сергиева В. (2011), Количествена теория на обратната връзка – Методология за синтез на системи за управление – част 1, годишник на ТУ-София, т.61, кн.1, стр. 97-106, 2011.

[5] Карлова-Сергиева В. (2011), Количествена теория на обратната връзка – Методология за синтез на системи за управление – част 2, годишник на ТУ-София, т.61, кн.1, стр. 107-116, 2011.

[6] Burns R.(2001), **Advanced Control Engineering**, Butterworth-Heinemann Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP 225 Wildwood Avenue, Woburn, MA 01801-2041, 2001, pp. 272-321.

Автор: Весела Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р от катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет – София; *email: vkarlova@gmail.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



# ФИЛТРИ В ДВУРЕЖИМНИ РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ

## Нина Николова

**Резюме:** Репетитивното управление е ефективна стратегия за противодействие на сигнални периодични смущения чрез филтриране на тяхното въздействие върху системата за управление, ако се знае точната стойност на техния период. За подобряване на качеството (намяване на грешката и повишаване на точността) могат до бъдат използвани т.н. двурежимни репетитивни системи (DMRC - Dual-mode Repetitive Control). В настоящата работа се предлагат и анализират модифицирани структури на DMML-контури с памет (Dualmode Memory Loop) в системите за робастно двурежимно репетитивно управление.

*Ключови думи: Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Dualmode repetitive control* 

# FILTERS IN DUAL-MODE REPETATIVE SYSTEMS

## Nina Nikolova

Abstract: Repetitive Control is an effective strategy for periodic perturbance suppression, filtering their influences over the whole control system, assuming that the period of the perturbancies is known. For quality improvement (error cancelation and accuracy improvement) dual-mode repetitive control systems can be used (DMRC - Dual-mode Repetitive Control). In the present work modified structures of DMML (Dual mode memory loop) memory-loops are proposed and analyzed, with application in dual-mode repetitive robust control.

*Keywords: Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Dual-mode repetitive control* 

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Репетитивното управление, базирано на принципа на управление с вътрешен модел, е ефективна стратегия при противодействието на периодичните външни сигнални смущения. В конвенционалните репетитивни системи смущаващото въздействие на сигнал с период на повторение  $T_p$  може да бъде "филтрирано" чрез *ML*-филтъра (*Memory Loop*) [1]÷[5], включен в структурата на затворената система. Базовият *ML*-контур е режекторен филтър в системата за честота  $\omega_p = 2\pi/T_p$  към хармонични сигнали с период  $T_p$ . Той съдържа модел на закъснението  $e^{-pT_p}$  и "запаметява" честотата на режетирането  $\omega_p$ . Структурата на

система с репетитивен регулатор  $R_{RC}$  (състоящ се от базови регулатор R и *ML*-контур  $M_L$ ) и обект за управление G, е показана на фиг.1.



Функцията на *ML*-контура се реализира чрез адитивната съставяща  $\varepsilon^{\diamond}$  върху разсъгласуването  $\varepsilon$ , благодарение на специфичната му структура като динамична система. В сила са зависимостите (1) ÷ (3), като входната величина за *R* е  $\varepsilon^*$ .

Свойствата на репетитивните системи (фиг.1) се основават на *ML*-филтъра с памет  $M_L$  (3). Това е очевидно от структурата (фиг.2) и от описанието на фиктивна единична затворена репетитивна система, от която, след еквивалентно преобразуване, следват зависимостите (4)  $\div$  (5)

$$\Phi_{ML}(p) = \frac{y(p)}{y^{0}(p)} = \frac{1/(1 - e^{-pT_{p}})}{1 + 1/(1 - e^{-pT_{p}})} \quad (4)$$

$$\lim_{\{p \to 0\}} \Phi_{ML}(p) = 1(p), \ (\Phi_{ML}(p)) \cong 1(p)) \quad (5)$$

Свойствата на единичната система (фиг.2) с *ML*-контур (5) се доближават до тези на еталонен повторител. От тук следва и наименованието на този клас системи - *репетитивни или системи с "повторение"*. Свойствата им се запазват независимо от точките на приложение на периодичните смущения (v, f,  $y^0$ ).

Конвенционалните репетитивни системи противодействат и на четните и на нечетните хармоници на сигналните смущаващи въздействия върху системите. За някои системи обаче е препоръчително използването на репетитивен регулатор на нечетни хармоници. Той се използва с цел да намали грешката предизвикана само от нечетните хармоници на сигналните смущения, които са доминиращи. При тези системи грешките от четните хармоници на смущенията са пренебрежимо малки и могат да бъдат приети като непериодични. В сравнение с конвенционалните репетитивни регулатори, тези на нечетните хармоници заемат помалко памет и осигуряват на системата по-голямо бързодействие. Въпреки това грешките предизвикани от четните хармоници ще ги има и даже може да се усилват в процеса на работа на системата. Усилената грешка предизвикана от четни хармоници може да доведе до някои нежелани негативни въздействия върху системата. В този случай е препоръчително да се използват т.н. двурежимни репетитивни системи *DMRC (Dual-mode Repetitive Control)* [8]. Характерното за тях е, че основният *ML*-контур се разделя на два отделни подконтура (единият филтриращ влиянието на четните, а другият - на нечетните хармоници). Чрез подбора на съотношението между коефициентите на двата подконтура може да бъде постигната корекция на грешката в *DMRC* системата.

В настоящата разработка се предлагат и анализират модифицирани структури на *DMML*-контури с памет (*Dual-mode Memory Loop*) в системите за робастно двурежимно репетитивно управление.

2. DMML-Контур С Памет В DMRC СИСТЕМИ



На фиг.4 е показан базов *ML*-филтър, за който е в сила зависимостта:

$$M_{L}(p) = \frac{\varepsilon^{\diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-pT_{p}}}{1 - e^{-pT_{p}}} = \frac{1}{e^{-pT_{p}} - 1}$$
(6)

Този израз може да бъде записан и във вида (7), където  $M_{Lo}(p)$  е филтър на нечетните, а  $M_{Le}(p)$  на четните хармоници, откъдето идва и наименованието на структурата "двурежимна структура". Прехода към новата структура е показан на фиг. 5.



$$M_{L}(p) = \frac{\varepsilon^{\circ}(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{e^{-p\frac{T_{p}}{2}} - 1} - \frac{1}{e^{-p\frac{T_{p}}{2}} + 1} \right) = \frac{1}{2} \left( M_{Le}(p) + M_{Lo}(p) \right) (7)$$

Така предложената структура може да бъде представена и във вида от фиг.6, като се определят самостоятелни коефициенти за двата контура  $k_o$  и  $k_e$ . Този начин на представяне позволява да се придава по-голяма тежест на единият от двата филтъра (или този на нечетните, или този на четните хармоници). Следва да се отбележи, че еквивалентният коефициент на *DMML*-контура трябва да съвпада с този на *ML*-контура, т.е.  $k = k_o + k_e$ . В такъв случай израз (7) може да бъде преобразуван до (8), където  $k_e \ge 0$  и  $k_o \ge 0$ .



$$M_{L}(p) = \frac{\varepsilon^{\diamond}(p)}{\varepsilon(p)} = k_{e} M_{Le}(p) + k_{o} M_{Lo}(p)$$
(8)

Очевидно е, че ако:

-  $k_o = k_e DMML$ -филтъра ще работи по подобие на базов *ML*-филтър с коефициент  $k = 2k_o = 2k_e$ ,

-  $k_e = 0$  **DMML**-филтъра ще работи по подобие на базов **ML**-филтър на нечетни хармоници с коефициент  $k = k_o$ 

-  $k_o = 0$  **DMML**-филтъра ще работи по подобие на базов **ML**-филтър на четни хармоници с коефициент  $k = k_e$ .

Корекция на грешката в **DMRC** (фиг.7) може да бъде правена чрез промяна на коефициентите  $k_e$  и  $k_o$ . Например, ако грешката е предизвикана от доминиращите нечетни хармоници в сигналните смущения, тогава се избира  $k_o > k_e$  и обратно.



## 3. АНАЛИЗ НА СВОЙСТВАТА НА *DMML*-СТРУКТУРИТЕ

На фиг.8 в сравнителен план са дадени характеристиките на *ML*-филтъра *и DMML*-филтъра ( $k_o = k_e = 0.5$ ). Свойствата на *DMML*-структурите, предназначени за двурежимните репетитивни системи (фиг.7), се определят от динамичните параметри:  $\bullet \Delta \omega_i$  - размер на честотния диапазон на хоризонталния профил на характеристиката;  $\bullet |DM_L|$  - стойност на модула (9) на характеристиката за диапазона  $\Delta \omega_i$  на хоризонталния профил, стойностите на които принципно са функция на *DMML*-структурата и на стойността на честотата на режетиране  $\omega_p$ .

$$\left\{ \begin{array}{ccc}
\frac{d \left| DM_{L,2}(j\omega) \right|}{d\omega} = 0 , \forall \omega \in \Delta \omega_{i}; \\
\left| DM_{L,2}(j\omega) \right| = const <<<1 , \forall \omega \in \Delta \omega_{i}; \\
\left| DM_{L,2}(j\omega) \right| = 1 , \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty); \\
\Delta \omega_{i} = \begin{bmatrix} \omega_{b,i}, \omega_{h,i} \end{bmatrix} , \langle \omega_{b,i} < \omega_{p} < \omega_{h,i} \rangle
\right\}$$
(9)

Структурите са моделирани за период  $T_p = 100 \ s$ , а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на *Padé* [6]-[7]. Очевидно е, че точката  $\omega = \omega_p$  от характеристиката на *ML*-структурата се трансформира в честотен диапазон  $\Delta \omega_i$  от характеристиката на *DMML*-филтъра. Отсичащите свойства на структурите, като лентови филтри се определят от модула  $|D\mathcal{M}_L|$  на хоризонталния профил за честотен диапазон  $\Delta \omega_i$ . Той не се променя за *ML*- и *DMML*-филтрите.

Проведени са и симулационни изследвания на **DMML**-структурата за различни стойности на  $k_o$  и  $k_e$ . Структурите са моделирани за период  $T_p = 100 s$  и вариращи коефициенти, както следва:  $DM_{L,1} - k_o = 0.1$ ,  $k_e = 0.9$ ;  $DM_{L,2} - k_o = 0.3$ ,  $k_e = 0.7$ ;  $DM_{L,3} - k_o = 0.5$ ,  $k_e = 0.5$ ;  $DM_{L,4} - k_o = 0.7$ ,  $k_e = 0.3$ ;  $DM_{L,5} - k_o = 0.9$ ,  $k_e = 0.1$ . Резултатите са показани на фиг.9. Ясно се вижда, че честотният диапазон  $\Delta \omega_i$ 



се увеличава с нарастването на  $k_o$  и намаляването на  $k_e$ . Модула  $|D\mathcal{M}_{\mathcal{L}}|$  на хоризонталния профил за честотен диапазон  $\Delta \omega_i$  остава непроменен.

### 4. МОДИФИЦИРАНА DMML - СТРУКТУРА

В литературата са познати и вариации на *ML*-структурата, една от които е визуализирана на фиг.10. Тя ( $\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}$  (12)) се базира на видоизменения върху  $\mathcal{M}_{\mathcal{L}}$ , състоящи се в разширение на честотната му лента на отсичане чрез последователно-паралелно включване на *m*-броя (m = 2,3,4,....) звена със закъснение  $e^{-pT_p}$ . Структурата налага изискването (13) върху сумата от модулите | $W_k$ | на еднотипните инерционни звена в схемата (фиг.10).



На нейна база е предложена и нова модифицирана структура на *DMML*-контура, визуализирана на фиг.11.



В сравнителен план характеристиките на предложената модифицирана  $DMML_2$ структура за период  $T_p = 100 s$ , m = 1, 2, 4, 6, 8, 10 звена със закъснение и  $k_o = 0.5$ ,  $k_e = 0.5$ , както и  $ML_2$ -структурата при същите условия са показани на фиг.12. На фиг.13 са илюстрирани характеристиките на паралелно симулирана  $DMML_2$ структурата, но с m = 10 звена със закъснение и вариращи коефициенти, както следва -  $DM_{L2,1}$ -  $k_o = 0.1$ ,  $k_e = 0.9$ ;  $DM_{L2,2}$ -  $k_o = 0.3$ ,  $k_e = 0.7$ ;  $DM_{L2,3}$ -  $k_o = 0.5$ ,  $k_e = 0.5$ ;  $DM_{L2,4}$ -  $k_o = 0.7$ ,  $k_e = 0.3$ ;  $DM_{L2,5}$ -  $k_o = 0.9$ ,  $k_e = 0.1$ .



Въз основа на резултатите от изследванията (фиг.12, фиг.13) могат да бъдат направени следните изводи:

•размерът на честотния диапазон  $\Delta \omega$  е функция на използвания брой звена със закъснение, като размерът на  $\Delta \omega_i$  расте с увеличаване на *m*;

•модулът на хоризонталния профил  $|DM_{L,2}(j\omega)|$  (9) за честотен диапазон  $\Delta \omega_i$ е функция на броя звена със закъснение (намалява с увеличаването на броя звена  $e^{-pT_p}$ ) и съотношението на коефициентите  $k_e$  и  $k_o$  (нараства с увеличаването на  $k_o$  и намаляването на  $k_e$ ).

•при едни и същи други условия свойствата на *DMML*-структурите в сравнение *ML*-структурите като отсичащи лентови филтри са по-добри.



#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В изпълнение на поставената цел в настоящата работа са решени задачите за: анализ на *DMML*-структурата на филтър за двурежимно репетитивно управление и метод за усъвършенстване структурата и динамиката му. Новото и оригинално, достигнато в работата може да се определи с това, че са предложени:

- подход за анализ на системите за двурежимно репетитивно управление чрез изследване динамиката на контурите с памет;

- структура на усъвършенстван *DMML*-контур, който контур е с понижена чувствителност към флуктуации на периода  $T_p$  на периодичните сигналните

смущаващи въздействия v(p), f(p), y(p), като е изследвана чувствителността на контура без и при промяна на съотношението на коефициентите  $k_e$  и  $k_o$ .

### ЛИТЕРАТУРА

[1] 1. Dötch, H. G. M., Smakman, H. T., Van den Hof, P. M. J., & Steinbuch, M. Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720–1725

[2] Manayathara, Th. J., Tsao, T. -C., Bentsman, J., & Ross, D. Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4(3), 1996, 259–265.

[3] Maarten Steinbuch. Repetitive control for systems with uncertain period-time Automatica 38, 2002, 2103 – 2109

[4] Tsao, T. C., & Nemani, M. Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696–2699.

[5] Nikolova N., Nikolov E. (2007), ML- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28

[6] Николова Н., Е. Николов (2006), Рационални апроксимации на ирационални функции – I, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006 "20 ГОДИНИ ФИЛИАЛ НА ТУ-СОФИЯ В ПЛОВДИВ", 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, ISSN 1310 - 8271, 5-35

[7] Николова Н., Е. Николов (2006), Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината "Приложни методи за управление на технологични процеси", София 2006, © Изд. Технически Университет София, ISBN-10: 954-438-579-7, ISBN-13: 978-954-438-579-8, 72 стр.

[8] Zhoua K., D. Wang, B. Zhang, Y. Wang, J. A. Ferreirac, S.W.H. de Haan (2007), Dual-mode structure digital repetitive control, Automatica 43, Journal of IFAC, 546-554

**Автор:** Нина Николова, доцент, д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# ДВУРЕЖИМНИ РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ

## Нина Николова

Аbstract. Репетитивното управление е ефективна стратегия за противодействие на сигнални периодични смущения чрез филтриране на тяхното въздействие върху системата за управление, ако се знае точната стойност на техния период. За подобряване на качеството (намяване на грешката и повишаване на точността) могат до бъдат използвани т.н. двурежимни репетитивни системи (DMRC - Dual-mode Repetitive Control). В настоящата работа се предлагат и анализират робастни двурежимни репетитивни системи с модифицирани структури на DMML-контури с памет (Dual-mode Memory Loop). Ключови думи: Робастно репетитивно управление, Робастна устойчивост, робастно качество, Двурежимно репетитивно управление

## **DUAL-MODE REPETATIVE SYSTEMS**

## Nina Nikolova

Abstract: Repetitive Control is an effective strategy for periodic perturbations suppression, filtering their influences over the whole control system, assuming that the period of the perturbations is known. For quality improvement (error cancelation and accuracy improvement) dual-mode repetitive control systems can be used (DMRC - Dual-mode Repetitive Control). In the present work dual-mode repetitive robust control systems with modified structures of DMML (Dual mode memory loop) memory-loops are proposed and analyzed.

*Keywords: Repetitive Robust Control, Robust Stability and Performance, Dual-mode repetitive control* 

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Репетитивното управление, базирано на принципа на управление с вътрешен модел, е ефективна стратегия при противодействието на периодичните външни сигнални смущения. В конвенционалните репетитивни системи смущаващото въздействие на сигнал с период на повторение  $T_p$  може да бъде "филтрирано" чрез *ML*-филтъра (*Memory Loop*) [1]÷[5], включен в структурата на затворената система. Базовият *ML*-контур е режекторен филтър в системата за честота  $\omega_p = 2\pi/T_p$  към хармонични сигнали с период  $T_p$ . Той съдържа модел на закъснението  $e^{-pT_p}$  и "запаметява" честотата на режетирането  $\omega_p$ .

Конвенционалните репетитивни системи противодействат и на четните и на нечетните хармоници на сигналните смущаващи въздействия върху системите. В повечето случаи обаче е препоръчително да се използват т.н. двурежимни репетитивни системи *DMRC (Dual-mode Repetitive Control)* [8]. Характерното за тях е, че основният *ML*-контур се разделя на два отделни подконтура (единият филтриращ влиянието на четните, а другият - на нечетните хармоници). Чрез подбора на съотношението между коефициентите на двата подконтура може да бъде постигната корекция на грешката в *DMRC* системата.

## 2. СТРУКТУРИ НА ДВУРЕЖИМНИ РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

На фиг.1 е показана двурежимна репетитивна система за управление с *DML*-контур. В този контур с  $M_{Lo}$  е обозначен филтъра на четни хармоници с ко-ефициент  $k_o$ , а с  $M_{Le}$  е обозначен филтъра на нечетни хармоници с коефициент  $k_e$ .



На фиг.2 е представена структурата на двурежимна репетитивна система за управление (*DMRC*) с модифициран *DML*-контур. Характерното за нея е, че използва видоизменения върху  $\mathcal{DM}_{\mathcal{L}}$ , състоящи се в разширение на честотната му лента на отсичане чрез последователно-паралелно включване на *m*-броя (m = 1, 2, 3, 4, ....) звена със закъснение  $e^{-pT_p}$ . За филтъра е в сила зависимост (1).

$$\left\{ \begin{array}{ccc}
\frac{d \left| D\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(j\omega) \right|}{d \omega} = 0 &, \forall \omega \in \Delta \, \omega_{i} ; \\
\left| D\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(j\omega) \right| = const <<<1 &, \forall \omega \in \Delta \, \omega_{i} ; \\
\left| D\mathcal{M}_{\mathcal{L},2}(j\omega) \right| = 1 &, \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty); \\
\Delta \, \omega_{i} = \left[ \, \omega_{b,i}, \, \omega_{h,i} \right] &, \langle \omega_{b,i} < \omega_{p} < \omega_{h,i} \rangle
\end{array} \right\} (1)$$

В този контур с  $M_{Lo,2}$  е обозначен модифицирания филтър на четни хармоници с коефициент  $k_o$ , с  $M_{Le,2}$  е обозначен модифицирания филтър на нечетни хармоници с коефициент  $k_e$ , а с  $\mathcal{DM}_{L,2}(p)$  - модифицирания **DML**- филтър.

#### 3. ЕФЕКТИВНОСТ НА DMML-СТРУКТУРИТЕ

Ефективността на структурите на системите за управление може да бъде определена с това до колко всяка от тях при едни и същи други условия удовлетворява в по-висока степен изискванията за: •подобряване на показателите на качеството; •привеждане на системата в класа на системите с робастни свойства; •превъзходство на количествените показатели на качеството на двурежимните репетативни системи с *DML*-структури пред "класическите" системи със стандартен регулатор.

За оценка на качеството на системите (в т.ч. и на тези за двурежимно репетитивно управление с *DML*-структури) върху конкретен числен пример на индустриален обект (зададен с номиналния  $G^*$  (2) и със смутения на най-горна граница  $G^{\bullet}$  (3) модели) при критерий критично-апериодичен преходен процес, период  $T_p = 400 \ s$  на сигналните смущения са проектирани:

•a• система със стандартен *PID*-регулатор (4);

•*b*• двурежимни репетитивни (фиг.2) системи (5) ÷ (7) с *PID*-регулатор (4) и модифицирани *DML* - структури за  $T_p = 400 s$ , с апроксимация на закъснението с крайно-мерен симетричен ред на Pade (8) [6], m = 10 последователно-паралелни звена със закъснение  $e^{-pT_p}$  и коефициенти както следва:  $D\mathcal{M}_{L,2,1}$ -  $k_o = 0$ ,  $k_e = 1$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,2}$ -  $k_o = 0.1$ ,  $k_e = 0.9$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,3}$ -  $k_o = 0.3$ ,  $k_e = 0.7$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,4}$ -  $k_o = 0.5$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,5}$  $k_o = 0.7$ ,  $k_e = 0.3$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,6}$ -  $k_o = 0.9$ ,  $k_e = 0.1$ ;  $D\mathcal{M}_{L,2,7}$ -  $k_o = 1$ ,  $k_e = 0$ ;

•*c*• двурежимни репетитивни системи (5)  $\div$  (7) с *PID*-регулатор (4) и модифицирани *DML*-структури (фиг.2), за  $T_p = 400s$ , с апроксимация на закъснението с крайно-мерен симетричен ред на Pade (8) и m = 1, 2, 4, 6, 8, 10.

$$G^{*}(p) = 0.15 (1 + 4p)^{-1} e^{-10p} (2)$$

$$G^{\bullet}(p) = 0.24 (1 + 3p)^{-1} e^{-10p} (3)$$

$$R(p) = 2.35 (1 + 8p) (2p + 1) (8p (0.4 p + 1))^{-1} (4)$$

$$\mathcal{M}_{\mathcal{L}o,2}(p) = -k_{o} \sum_{k=1}^{m} W_{k}(p) e^{-p k T_{p}} \left(1 + \sum_{k=1}^{m} W_{k}(p) e^{-p k T_{p}}\right)^{-1} (5)$$

$$\mathcal{M}_{\mathcal{L}e,2}(p) = k_{e} \sum_{k=1}^{m} W_{k}(p) e^{-p k T_{p}} \left(1 - \sum_{k=1}^{m} W_{k}(p) e^{-p k T_{p}}\right)^{-1} (6)$$

$$\mathcal{DM}_{\mathcal{L},2}(p) = \left(\mathcal{M}_{\mathcal{L}e,2}(p) - \mathcal{M}_{\mathcal{L}o,2}(p) + 1\right) \left(\mathcal{M}_{\mathcal{L}e,2}(p) - \mathcal{M}_{\mathcal{L}o,2}(p) + 2\right)^{-1} (7)$$

$$e^{-p\tau} \triangleq R_{n,n}^{(\tau)}(p) = \frac{\sum_{k=0}^{n} \frac{(-1)^{k} \Gamma(2n-k+1) \Gamma(n+1)}{\Gamma(2n+1) \Gamma(k+1) \Gamma(n-k+1)} (p\tau)^{k}}{\sum_{k=0}^{n} \frac{\Gamma(2n-k+1) \Gamma(n+1)}{\Gamma(2n+1) \Gamma(k+1) \Gamma(n-k+1)} (p\tau)^{k}} (8)$$

Синтезираните системи по "*a*, *b*, *c*" са моделирани. Моделите са симулирани паралелно, а резултатите са показани както следва. За всяка една от системите с отчитане на  $(2) \div (3)$ :

•*е определено* времето на регулиране  $t_p$  (фиг.3.а и фиг.4.а) по преходната функция h(t) в затворените "*a*, *b*, *c*" системи при номинален модел  $G^*(2)$  на обекта за управление;

• е оценена устойчивостта (фиг.3.b,c,d и фиг.4.b,c,d) с помощта на запасите на устойчивостта по модул *GM* (9.a) и по фаза *PM* (9.b) при  $G^*$  (2) на системите "a, b, c"

$$GM = 20 \log_{10} |W^*(j\omega_{\pi})|, [dB] , (\omega_{\pi} \cdot arg W^*(j\omega_{\pi}) \equiv \pi)$$
(9.a),  
$$PM = - (arg (W^*(j\omega_0)) + 180^\circ), [deg] , (\omega_0 \cdot |W^*(j\omega_0)| = 1)$$
(9.b),

където:  $\omega_{\pi}$  - стойност на честотата  $\omega$ , за която аргументът на отворената система има стойност 180° ( $\omega_{\pi}$  : *arg* ( $W * (j\omega_{\pi})$ ) =  $\pi$ );  $\omega_0$  - стойност на честотата  $\omega$ , за която  $|W * (j\omega)|$  има стойност единица ( $\omega_0 : |W * (j\omega_0)| = 1$ ).

 $T_{-} = 1$ 

							Таол.1	
система	GM	РМ	$t_p$	01101110110	GM	РМ	$t_{p}$	
	dB	deg	sec	системи	dB	deg	sec	
PID	10.8	63.9	15	PID	10.8	63.9	15	
$\mathcal{DM}_{\mathcal{L},2}^{m=1}$	12.6	83.9	600	$D{\mathcal M}_{{\scriptscriptstyle {{\mathcal L}}},2,1}$	17.3	70.6	60	
$\mathcal{DM}^{m=2}_{\mathcal{L},2}$	13.5	70.4	800	$D\mathcal{M}_{{\scriptscriptstyle{\mathcal{L}},2,2}}$	19	71.7	60	
$\mathcal{DM}^{m=4}_{\mathcal{L}$ , 2	15.1	70	1000	$D\mathcal{M}_{{\scriptscriptstyle{\mathcal{L}},2,3}}$	20.4	73.8	60	
$\mathcal{DM}_{\mathcal{L}\ ,\ 2}^{m\ =\ 6}$	16.5	77	1300	$D{\mathcal M}_{{\scriptscriptstyle {{\mathcal L}}},{\scriptscriptstyle {2,4}}}$	18.7	75.8	60	
$\mathcal{DM}^{m=8}_{\mathcal{L}$ , 2	17.7	77.4	1600	$D\mathcal{M}_{{\scriptscriptstyle {{\mathcal L}},2,5}}$	17.1	77.6	60	
$\mathcal{DM}^{m=10}_{\mathcal{L},2}$	18.7	75.8	1900	$D\mathcal{M}_{{\scriptscriptstyle {\mathcal L},2,6}}$	16	78.8	60	
				$D\mathcal{M}_{\scriptscriptstyle {L,2,7}}$	15.5	79.1	60	
брой звена или групи звена със закъснение				съотношение на коефициентите в DML-структура				

По отношение на запасите на устойчивостта *резултатите* (фиг.3.b,c,d и фиг.4.b,c,d), систематизирани в Табл.1, *потвърждават* предимството на двурежимните репетитивни (5)÷(7) пред стандартните системи (4), но това е за сметка на увеличаване на времето за регулиране  $t_p$ . Неговият размер зависи от броя на използваните звена със закъснение *m* и независи от съотношението на коефициентите  $k_o$  и  $k_e$  в структурата. Силно изразена е зависимостта на запасите по модул и фаза, както от броя на използваните звена със закъснение *m*,

така и от съотношението на коефициентите  $k_o$  и  $k_e$  в модифицираните **DML** - структури.

За всяка една от системите с отчитане на  $(2) \div (3)$  също така са реализирани •*Nyquist*-робастен анализ по характеристиките на отворената система, • *Nyquist*-робастен анализ по характеристиките на затворената система; • определени са запасите на робастна устойчивост и на робастно качество

• Чрез проведения Nyquist-робастен анализ по характеристиките на отворените "*a*, *b*, *c*" системи  $(10) \div (11)$  са доказани робастната устойчивост и робастното качество на двурежимните репетитивни системи (фиг.5.а и фиг.6.а). Функционалното множество П (10) моделира неопределеността в реалния обект за управление, където  $\Pi(j\omega) \in G(j\omega)$ . То се определя чрез вариациите  $\Delta G$  на характеристиката на реалния обект с около неговия номинален модел G\*. Максимална стойност на тази репараметризация и/или на реструктурирането  $\bar{\ell}_{a}$  (респективно *ℓ*<sub>*m*</sub>) определя т.н. "*смутен на най-горна граница*" модел на обекта *G*<sup>*∎*</sup>. Вариациите на *G* са причината за промени в характеристиката на системата, моделирани с функционалното множество  $\pi$  (11). Методът на *Nyquist*-анализа представя графично формата на  $\pi$  чрез семейството от кръгове  $\pi(j\omega_i)$ . Центрове на  $\pi(j\omega_i)$  са изобразяващите точки  $\omega_i$  на ходографа на *номиналната отворена* система  $W^*(j\omega_i) = R(j\omega_i) G^*(j\omega_i)$ . За всяка стойност  $\omega_i$  на честотата  $\omega$  съответстващият кръг  $\pi(j\omega_i)$  е геометричното място на точки, което може да заеме изобразяващата точка  $\omega = \omega_i$  в резултат на вариациите на реалната система  $W(j\omega_i) = R(j\omega_i) G(j\omega_i)$ , от  $W^*(j\omega_i)$  до "смутената на най-горна граница" система  $W^{\bullet}(j\omega_i) = R(j\omega_i) G^{\bullet}(j\omega_i)$ . Радиусът  $r^0(\omega_i)$  на съответстващия на всяка стойност  $\omega_i$  кръг  $\pi(j\omega_i)$  се определя с (12), а параметричното уравнение на окръжността  $\pi^{0}(i\omega)$ , описващата кръга  $\pi(i\omega)$ , е (13):

$$\Pi(j\omega) = \begin{cases} \Delta G(j\omega): |G(j\omega) - G^*(j\omega)| \le \overline{\ell}_a(\omega), (\omega \in [0;\infty)) \\ \Delta G(j\omega): \frac{|G(j\omega) - G^*(j\omega)|}{|G^*(j\omega)|} \le \overline{\ell}_m(\omega), \left(\overline{\ell}_m(\omega) = \frac{\overline{\ell}_a(\omega)}{|G^*(j\omega)|}\right) \end{cases} (10) \\ \pi(j\omega) \in \mathcal{W}(j\omega), (\omega \in [0;\infty)) (11) \\ r^o(\omega_i) = |l_a(\omega_i)R(\omega_i)| = |l_m(\omega_i)R(\omega_i)G^*(\omega_i)| (12) \\ \pi^0(j\omega_i) = \begin{cases} \operatorname{Re}^0(\omega_i) = \operatorname{Re}^*(\omega_i) + r(\omega_i)\cos\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \\ \operatorname{Im}^0(\omega_i) = \operatorname{Im}^*(\omega_i) + r(\omega_i)\sin\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \end{cases} (13). \end{cases}$$

Системата устойчива за целия диапазон П на вариациите  $\Delta G$  (и в този смисъл робастно устойчива), ако множество  $\pi(j\omega)$ , съответстващо на П, не обхваща точката (-1, *j* 0) за нито една стойност на честотата  $\omega$  в диапазона  $\omega \in [0,\infty)$ . Това е възможно само в случаите, за които разстоянието от коя и да е точка  $\omega = \omega_i$ на  $W^*(j\omega)$ , определено със стойността на модула  $|1+G^*(\omega_i)R(\omega_i)|$ , до точката (-1, *j* 0) е по-голямо от радиуса (14)  $r^0(\omega_i)$ 

$$r^{0}(\omega_{i}) = |G^{*}(\omega_{i})R(\omega_{i})| \overline{\ell}_{m}(\omega_{i})$$
(14).





Изискването за постигане на робастна устойчивост на системата към всички точки от  $\pi(j\omega)$  (11) за тези случаи, са отразени с (15), (16) (фиг.5) за вариациите (2)  $\div$  (3)



• С помощта на проведения робастен анализ по характеристиките на чувствителността на затворените "*a*, *b*, *c*" системи и за вариациите (2) : (3) са доказани робастната устойчивост и робастното качество на двурежимните репетитивните системи с модифицирани *DML*-структури (фиг.5.b и фиг.6.b). Затворените системи са робастно устойчиви и с робастно качество, ако са изпълнени изисквани-

ята към функциите на чувствителността  $e^*$  и на допълнителната чувствителност  $\eta^*$ :

$$\begin{aligned} & \left| \eta^*(\omega) \right| \quad \overline{\ell}_m(\omega) < 1 \ , \ \forall \omega \ (17), \\ & \left| \eta^*(\omega) \overline{\ell}_m(\omega) \right| \ + \ \left| e^*(\omega) v(\omega) \right| < 1 \ , \ \forall \omega \ (18). \end{aligned}$$

**Резултатите** (фиг.5, фиг.6) **доказват**, че в зададената с (2); (3)област модифицираните двурежимни репетитивни системи (фиг.2) "**b**,**c**" удовлетворяват изискванията (15); (18) и са робастно устойчиви и с робастно качество. Системата "**a**" със стандартен **PID**-регулатор (4) доказано не удовлетворява изискванията (15); (18). Това е съществено предимство на двурежимните репетитивни системи и потвърждение, че с помощта на предложените **DML**-структури двурежимните репетитивни "**b**, **c**" (фиг.4) са приведени в класа на системите с робастни свойства.

• Определен е запасът на робастната устойчивост [7] по характеристиките на отворените "**b**, **c**" двурежимни репетитивни системи (5)÷(7),  $k_{MSOL}$  (19) (фиг.5.с и фиг.6.с) за вариациите (2)÷(3)

$$k_{MSOL} (\omega) = \frac{r (j\omega)}{\left|1 + R (j\omega) G^* (j\omega)\right|} \le 1 , \forall \omega, \omega \in [0, \infty) (19).$$

**Определен** *е* запасът [7] на робастното качество  $k_{MPOL}$  (20) (фиг.5.с и фиг.6.с) на репетитивните (фиг.4) "*b*, *c*" системи (5)  $\div$  (7) за вариациите (2)  $\div$  (3)

$$k_{MPOL}\left(\omega\right) = \frac{\left|1 + R\left(j\omega\right)G^{*}\left(j\omega\right)\right| - r\left(j\omega\right)}{\left|1 + R\left(j\omega\right)G\left(j\omega\right)\right|} \le 1, \forall \omega, \omega \in [0, \infty)$$
(20).

Запасите на робастността (19) ÷ (20) са количествена оценка на способността на синтезираната система, запазвайки робастните си свойства, да противодейства ефективно при параметрични и структурни смущения извън заложения в процеса на проектиране диапазон на репараметризация и реструктуриране (2) ÷ (3). Колкото по-голяма е стойността на тази количествена оценка за една система, толкова по-широки ще са нейните възможности за ефективно противодействие на смущенията извън предпроектните норми.

За разлика от запасите *GM* и *PM* (9) на устойчивостта на системи с фиксирани структура и параметри (количествено определящи се като скалари), запасите на робастността (19)  $\div$  (20) се определят като **функции на честотата и не са ска**ларни оценки. Те са количествена оценка на робастните свойства на системи за управление на индустриални обекти, чиито аналитичен модел  $\Pi(j\omega) \in G(j\omega)$  (10) варира параметрично и структурно като функция на вътрешните смущения  $\xi$  (фиг.4), на априорната неопределеност.

Запасът на робастна устойчивост  $k_{MSOL}(\omega)$  (19) се определя като отношение за всяка стойност на честотата  $\omega = \omega_i$  на радиуса  $r^0(\omega_i)$  на визуализиращите априорната неопределеност кръгове  $\pi^0(j\omega_i)$  и разстоянието  $|1+G^*(\omega_i)R(\omega_i)|$  от съответната точка на ходографа на номиналната отворена система  $W^*(j\omega_i)$  до точката (-1, j 0).
Запасът на робастно качество  $k_{MPOL}(\omega)$  (20) се определя като отношение за всяка стойност на честотата  $\omega = \omega_i$  на разликата на разстоянието от  $W^*(j\omega)$  до точката (-1, j 0) с радиуса на визуализиращите априорната неопределеност кръгове  $r^0(\omega_i)$  и разстоянието от  $W^{\bullet}(j\omega)$  до точката (-1, j 0), определено със стойността на модула  $|1+G^{\bullet}(\omega_i)R(\omega_i)|$ .

### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Претенциите на разработката се изразяват в постигнатите оригинални и нови резултати, методи и доказателства, предоставящи рационални решения в развитието и приложението на системите за репетитивно управление:

•Доказана е ефективността на предложените модифицирани *DMRC* системи чрез:

- сравнителна оценка на количествените показатели на качеството (определени с времето на регулиране и със запасите на устойчивостта),
- доказателство на робастните свойства,
- сравнителна оценка на количествените показатели на робастните свойства (определени със запасите на робастната устойчивост и на робастното качество)

на стандартните и на двурежимните репетитивни системи при едни и същи други условия;

•Решени са множество числени примери, потвърждаващи работоспособността на предложените методи за проектиране на системите за двурежимно репетитивно управление, използващи модифицирани *DML*- филтри с памет.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] 1. Dötch, H. G. M., Smakman, H. T., Van den Hof, P. M. J., & Steinbuch, M. Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720–1725

[2] Manayathara, Th. J., Tsao, T. -C., Bentsman, J., & Ross, D. Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4(3), 1996, 259–265.

[3] Maarten Steinbuch. Repetitive control for systems with uncertain period-time Automatica 38, 2002, 2103 – 2109

[4] Tsao, T. C., & Nemani, M. Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696–2699.

[5] Nikolova N., Nikolov E. (2007), ML- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28

[6] Николова Н., Е. Николов (2006), Рационални апроксимации на ирационални функции – I, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006

"20 ГОДИНИ ФИЛИАЛ НА ТУ-СОФИЯ В ПЛОВДИВ", 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, ISSN 1310 - 8271, 5-35

[7] Николова Н., Е. Николов (2006), Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината "Приложни методи за управление на технологични процеси", София 2006, © Изд. Технически Университет София, ISBN-10: 954-438-579-7, ISBN-13: 978-954-438-579-8, 72 стр.

[8] Zhoua K., D. Wang, B. Zhang, Y. Wang, J. A. Ferreirac, S.W.H. de Haan (2007), Dual-mode structure digital repetitive control, Automatica 43, Journal of IFAC, 546-554

Автор: Нина Николова, доцент, д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов

# МОДЕЛИРАНЕ НА ФЕРМЕНТАЦИОННИ ПРОЦЕСИ ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА АМИНИКИСЕЛИНИ ЧРЕЗ ИНФИНИТЕЗИМАЛНИ ОПЕРАТОРИ

## Цанко Георгиев

**Резюме:** В работата е показан един подход за приложение на инфинитезималните оператори за моделиране на биотехнологични процеси. Биотехологичните процеси са предизвикателство и поставят сериозни проблеми пред теорията и приложението на моделирането, оптимизацията и управлението. Ферментационните процеси са едни от основните процеси в индиустриалната микробиология. Специфичните скорости са една от най - важните характеристики на ферментационните процеси. Специфичната скорост на растеж се описва чрез инфинитезимален оператор и се описва чрез подходящо диференциално уравнение. Аналитичното решение на това уравнение се получава чрез представеният подход. Полученото решение симулационно се изследва. Ключови думи: моделиране, безкрайни оператори, ферментационните процеси, аминокиселини

## MODELLING OF FERMENTATION PROCESSES FOR AMINO ACID PRODUCTION USING INFINITESIMAL OPERATORS

# Tzanko Georgiev

**Abstract:** This article deals with an approach of application of the infinitesimal operators for solving a problems connected with modelling of the biotechnological processes. Biotechnological processes are a challenge and state serious problems for the theory and application of the modelling, optimisation and control. Fermentation processes are main field of the industrial biotechnology. Important characteristics of the fermentation processes are the specific growth, utilization and production rates. Specific growth rate is described by an infinitesimal operator and satisfied an appropriate differential equation. Analytical solution could be derived by the discussed approach. Simulation investigation proves the derived analytical solution.

Keywords: modelling, infinitesimal operators, fermentation processes, amino acids

### **1. INTRODUCTION**

Biotechnological processes are a challenge and state serious problems for the theory and application of the modelling, optimisation and control [3][6]. Fermentation processes are main field of the industrial biotechnology [2][7]. Amino acids are an important product of the industrial microbiology and the main fields of their applications are [1][5]: food (human nutrition) industry, feed (animal nutrition) industry, cosmetic, medicine, chemical industry.

Modelling of the biotechnological processes includes the following stages [6][3][7]:

- Determination of number of generalized stoichiometric equations.
- Estimation of the yield coefficients.
- Synthesis of the specific rate models.
- Synthesis of the dynamic model of the process.

Linear semigroup operators are an important part of the operator theory from the functional analysis [8][9]. An introduction of the semigroup and infinitesimal operators is presented as in the beginning.

**Definition 1.** [8][9] A family of a linear bounded operators are said to be semigroup if is fulfilled:

i. 
$$T(0) = 1$$
.

ii. 
$$T(t_1+t_2) = T(t_1)T(t_2) = T(t_2)T(t_1)$$
.

iii.  $T(t)T(t)^{-1} = 1$ .

iv. The semigroup is called strong continuous at a point t=0 if it is fulfilled

$$||T(t)x-x|| \to 0$$
, subject to  $t \to 0$ .

An infinitesimal operator is defined for any semigroup (or group) of the linear operators in a Banach space. The infinitesimal operator is denoted by A and is defined on a some subset D(A) of the Banach space (domain of the operator).

**Definition 2.** [8][9] The infinitesimal operator is defined as a limit

$$Ax = \frac{\lim_{\Delta \to 0} \frac{T(\Delta)x - x}{\Delta}}{\Delta}.$$
 (1)

The operator A is a linear operator.

**Definition 3.** [8][9] A bounded linear operator  $R(\lambda, A)$  mapping Hilbert space (H) on itself is defined by the formula

$$R(\lambda, A)x = \int_{0}^{\infty} e^{-\lambda t} T(t) x dt , Re \ \lambda > \omega_0 , \qquad (2)$$

where  $\omega_0 = \frac{\lim_{t \to \infty} \frac{\log(T(t))}{t}}{t} = \inf\left(\frac{\log(T(t))}{t}\right)$ , if  $\omega_0$  is a finite number and  $\lambda$  is a complex

number.

The operator (2) is called resolvent operator connected with the linear operator A. The properties of the resolvent operator are as follows:

i. The resolvent operator is obtained by Laplace transform of the semigroup operator T(t) as is shown

$$R(\lambda, A) = \int_{0}^{\infty} e^{-\lambda t} T(t) dt$$
, and  $\lim_{\lambda \to \infty} \lambda R(\lambda, A) x = x$ , for  $x \in H$ .

- ii. The set of the elements  $R(\lambda, A)x$  for  $x \in D(A)$  is a dense subspace in D(A) and in *H* respectively.
- iii. For every element  $x \in D(A)$  the following limit is fulfilled

$$\lim_{Re\lambda\to\infty} (\lambda^2 R(\lambda,A) x - \lambda x) = Ax.$$

iv. Resolvent equation. For every two complex numbers  $\lambda$  and  $\mu$  the following equation is fulfilled

$$R(\lambda, A) - R(\mu, A) = (\mu - \lambda)R(\mu, A)R(\lambda, A).$$

Infinitesimals operators describe abstract Cauchy's task. Let *A* be an infinitesimal generation operator of strong continuous semigroup. The abstract Cauchy's task with right side is stated as

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad (3)$$

subject to defined initial conditions  $x(0) = x_0$ , and *A* is a infinitesimal operator, *B* is a linear continuous operator mapping separable Hilbert space  $H_S$  on *H*.

It is supposed that the function u(t) is a continuous bounded weakly measurable function. The solution of the task (3) is obtained by

$$x(t) = T(t)x(0) + \int_{0}^{t} T(t-\tau)Bu(\tau)d\tau, \qquad (4)$$

and this is a unique solution based on properties of the function u(t) and the initial conditions x(0).

The key element in this solution is the semigroup operator T(t). Reconstruction of the semigroup operator T(t) includes the following steps:

1) Determination of the resolvent operator  $R(\lambda, A)$  as follows

$$R(\lambda, A) = (A - \lambda I)^{-1}, \quad (5)$$

where  $\lambda$  is a complex number and I is an identical operator.

2) Verification and investigation for existence of the contraction semigroup of operators based on infinitesimal operator by the inequality

$$\left\| R(\lambda, A)^n \right\| \le \frac{1}{\lambda^n}$$
, for every  $\lambda > 0.$  (5)

- 3) Construction of the appropriate exponential semigroup as follows  $S_{\lambda}(t) = exp(t\lambda^2 R(\lambda, A) - \lambda t).$  (6)
- 4) Investigation a limit of the semigroup operator  $S_{\lambda}(t)$  when  $\lambda$  approaches infinity as it is shown

$$\lim_{\lambda \to \infty} S_{\lambda}(t) x \to e^{At} x \approx T(t) x , \qquad (7)$$

for every  $x \in D(A)$  - domain of the infinitesimal operator A.

It could be seen, that the application of the above procedure based on infinitesimal operator A derives to the semigroup operator T(t) and the solution of the abstract Cauchy's task. Important characteristics of the fermentation processes are the specific growth ( $\mu$ ), utilization ( $\nu$ ) and production ( $\rho$ ) rates. The well-known hypotheses con-

cerning the specific rates of the amino acids biosynthesis are utilised as follows [4][10]:

$$\mu = \mu(S, C), v = v(\mu), \rho_P = \rho(\mu), \rho_P = \rho(\mu, X), \quad (8)$$

where: *X* is a biomass concentration [g/l]; *S* – substrate concentration [g/l]; *C* - dissolved oxygen saturation [%] and the subscript *P* is a notation for the product.

One of the first models of the specific growth rate is the model introduced by Monod (1942) [2]. This article deals with analysis of the hidden properties of the Monod's model. These important hidden properties are as follows: hidden linear structure obtained by the appropriate transformation of the variables [7], hidden exponential structure derived after transformation and Pade' approximants application [7][11], hidden operator structure. It means presentation of the model by sequential application of the operators, the inverse function of the Monod's model exists.

The base result of the article presents an application of the infinitesimal operators for expression of the dynamics of the specific growth rate by a differential equation. The presented procedure is an experiment of generalization of the hidden Mono properties. The base results are illustrated by simulation investigations [12].

#### 2. A PRELIMINARY INVESTIGATION

It is considered, as a preliminary investigation the growth of microorganisms on a single limiting substrate in a stirred tank in batch mode. This growth reaction is expressed by the following scheme:.

$$k_1 S \xrightarrow{\varphi_G} X$$
, (9)

where:  $k_1$  – stoichiometric coefficient [.],  $\varphi_G$  – rate of the generalized reaction [g/l/h]. Calculation of the specific rates is a final aim of the primary data processing. The stages of the primary processing procedure are:transformation the different measurable units of the concentration to unit [g/l], equalization of the fed-batch process to batch one, calculation of the specific rates: growth rate ( $\mu$ ), substrate utilisation rate ( $\nu$ ), amino acid production rate ( $\rho$ ).

The specific growth rate, the rate of substrate utilisation, the specific production rates are calculated by equations:

$$\mu = \frac{X}{X}, v = \frac{S}{X}, \rho_P = \frac{L_P}{X}, \qquad (10)$$

where : the transformed experimental data, relevant to the variable volume fed-batch fermentation, are used in formula (10).

#### 2.1. Hidden Properties of the Monod's Law

One of the first models of the specific growth rate is the model introduced by Monod (1942) [2]. The original model is as follows

$$\mu(S) = \mu_{max} \frac{S}{K_s + S} \quad . \tag{11}$$

The hidden properties are revealed as follows. The reciprocal transformation of the model (11) is

 $\frac{1}{\mu(S)} = \frac{K_S + S}{\mu_{max}S} = \frac{K_S}{\mu_{max}} \frac{1}{S} + \frac{1}{\mu_{max}} = a_1 \frac{1}{S} + a_0$ . It could be seen that the linear structure is presented in the model.

The hidden exponential structure is based on the Table 1 of the Pade's approximants of the function EXP(Z).

	Tuble 1. Approximation of the LM		
$\frac{L}{M}$	0	1	2
0	$\frac{1}{1}$	$\frac{l+Z}{l}$	$\frac{2+2Z+Z^2}{2}$
1	$\frac{1}{1-Z}$	$\frac{2+Z}{2-Z}$	$\frac{6+4Z+Z^2}{6-2Z}$
2	$\frac{2}{2-2Z+Z^2}$	$\frac{6+2Z}{6-4Z+Z^2}$	$\frac{12+6Z+Z^2}{12-4Z+Z^2}$

**Table 1**. Approximation of the EXP(Z).

where *M*, *L* are polynomials.

The Monod's model is transformed as follows  $\mu(S) = \mu_{max} \frac{1}{K_s / S + 1}$  and by the substitu-

tion  $Z = \frac{K_s}{S}$  it is obtained  $\mu(S) = \mu_{max} \frac{1}{Z+1}$ . The last equality is presented in the table but for the function EXP(-Z). This involves the expression  $\mu(S) = \mu_{max}e^{-Z} = \mu_{max}EXP(-Z) = \mu_{max}EXP(-\frac{K_s}{S})$ . It could be said that the last equality presents an approximation of the exponential function.

The hidden operator structure is connected with the formula  $\mu(S) = \mu_{max} \frac{1}{Z+1}$ , as it is above shown. The operator structure is explained as  $\mu(S) = \mu_{max} \frac{d}{dZ} (E^{1}(ln(Z)))$ , where the shift operator is denoted by  $E^{\pm h}$ .

The formal description of the Monod's model is a scalar function denoted by  $\mu = \mu(S)$ . The inverse function could be written as  $S = S(\mu) = K_s \frac{\mu}{\mu_{max} + \mu}$ .

#### 2.2. Dynamic Model of the Batch Fermentation Process

The batch fermentation process could be described by the following system of equation

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ -k_I \end{bmatrix} \mu(S) X, \tag{12}$$

where the initial conditions are  $X(0) = X_0$ ,  $S(0) = S_0$  and  $k_1$  is a coefficient.

The model (12) describes the general stochiometric equation (9). The Monod's model describes the exponential phase and stationary phase. Description of the lag phase in a growth curve of a bacteria culture extended the model (11) as follows

$$\mu(S,t) = \mu_{max} \frac{S}{K_s + S} \left( 1 - exp\left(-\frac{t}{L_g}\right) \right), \qquad (13)$$

where  $L_g$  is a lag period [h]. Simulations of the model (12) are as follows



substrate concentration

### **3. MODELLING OF THE MONOD'S SPECIFIC GROWTH RATE**

Specific growth rate described by the Monod's model could be transform by using the substitution  $Z=S/K_S$  as

$$\mu(S) = \mu_{max} \frac{S}{K_s + S} = \mu_{max} \frac{S/K_s}{1 + S/K_s} = \mu_{max} Z \frac{1}{1 + Z} \quad . \quad (14)$$

Based on the previous equality (14) the specific growth rate could be present as

$$\frac{d\mu}{dt} = A\mu, \qquad A = \frac{d}{dz} \left( E^{I}(.) \right)$$
(15)

where A is an infinitesimal operator derived from strong continuous semigroup of the operators.

The presented above procedure for reconstruction of the semigroup is applied as follows.

I. The resolvent operator  $R(\lambda, A)$  is obtained after Laplace transform (s is a complex variable of the transformation)

$$R(\lambda, A) = (\lambda - se^s)^{-1} = \frac{1}{\lambda - se^s} . (16)$$

II. Verification of the conditions for contraction semigroup. Let it is fulfilled

$$R(\lambda, A) = (\lambda - se^s)^{-1} = \frac{1}{\lambda} \left( 1 - \frac{A(s)}{\lambda} \right)^{-1} = \frac{1}{\lambda} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{\lambda^k}.$$
 Based on this series it could be written

 $\frac{1}{\lambda} \sum_{k=0}^{\infty} \left\| \frac{A^k}{\lambda^k} \right\| \le \frac{1}{\lambda} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\|A\|^k}{\lambda^k} \le \frac{1}{\lambda}.$  It means that the above series is a convergence one and the

contraction semigroup exist.

III.Construction of the exponential semigroup as follows

$$S_{\lambda}(t) = exp(t\lambda^2 R(\lambda, A) - \lambda t) = exp\left(\left(\frac{\lambda se^s}{\lambda - se^s}\right)t\right).$$

IV.Investigation of the obtained exponential group  $S_{\lambda}(t)$  when  $\lambda$  approaches infinity as  $S_{\lambda}(t) = exp(s \cdot exp(st))$ .

V.Reconstruction of the semigroup by inverse Laplace transform derives as follows

$$T(t) = exp\left(\frac{K_s}{S + K_s t}\right). (17)$$

Based on this semigroup a solution of the equation (15) is obtained as

$$\mu(t) = \mu_{max}\left(\frac{S}{K_s}\right) exp\left(\frac{K_s}{S+K_st}\right) \left(\frac{K_s}{S(0)}\right) exp\left(-\frac{K_s}{S(0)}\right).$$
(18)

This solution could be presented graphically in Fig.3.



Fig.3. Specific growth rate and analytical solution (18)

Take into account a lag period of the culture growth curve the specific growth rate is described by the differential equation

$$\frac{d\mu}{dt} + a\mu = a\mu(S), \ a = \frac{l}{L_g}.$$
 (19)

Following the previous approach we derived

I.Resolvent operator is  $R(\lambda, A) = \frac{1}{\lambda - a}$ .

II. The obtained operator is a contract semigroup satisfying (5). III. The exponential group with respect to resolvent operator is

$$S_{\lambda}(t) = exp\left(\left(\frac{\lambda^2}{\lambda - a} - \lambda\right)t\right)$$

IV. Reconstruction of the semigroup when  $\lambda \rightarrow \infty$  as follows

$$\mu(t) = exp(-at)\mu(0) + \int_{0}^{t} a\mu(S(\tau))exp(-a(t-\tau))d\tau .$$
 (20)

After application of the mean-value theorem with respect to  $\mu(S)$  and integration subject to zero initial conditions is derived the well known model

$$\mu(S,t) = \mu(S) \left( 1 - exp\left(-\frac{t}{L_g}\right) \right).$$
(21)

### 4. CONCLUSION

The following conclusions could be drawn so far:

- 1. The infinitesimal operators are an appropriate approach fot solving the problems described by ordinary and partial differential equation.
- 2. Application of this approach for specific growth rate in Monod model (Fig.3) is an appropriate solution.

#### REFERENCES

[1] Aida K., I. Chibada, K. Nakayma, K. Takiymani , H. Yamada (1986), *Biotechnology of Amino Acid Production*, *Progress in industrial microbiology*, Vol. 24, *Kodansha Ltd.*, To-kyo.

[2] Bastin G., D. Dochain (1990), *On-line Estimation and Adaptive Control of Bioreactors*, *Elsevier* Amsterdam.

[3] Georgiev Tz., Al. Ratkov, St. Tzonkov (1995), An Approach for Mathematical Modelling of Fed-batch Process for L-lysine Production, Biothecnology & Biotechnological Equipment, Vol. 4, pp. 84-92.

[4] Modak J. M., H. C. Lim (1987) *Feedback Optimization of Fed-Batch Fermentation*, *Biotech. and Bioeng.*, Vol. **30**, pp. 528-540.

[5] Leuchtenberger W. (1996), *Amino Acids - Technical Production and Use, in Biotechnology*, Sc. Comp.Rev. Edition, H.J. Rehm and G.Reed Ed., Vol. 6, pp. 465-503.

[6] Georgiev Tz., (1999), Modelling, *Optimisation and Control of the Fed – Batch Fermentation Process for Amino Acid Production*, *Proceedings of the Technical University*, vol. **50**, book **1** – Automatics and Informatics, pp. 41-50.

[7] Georgiev Tz., Al. Ratkov, St. Tzonkov (1997), *Mathematical modelling of fed-batch fermentation processes for amino acid production*, *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. **44**, pp. 171-285.

[8] Balakrishnan A. V., (1971), *Introduction to Optimisation Theory in A Hilbert Space*, *Springer – Verlag*, Berlin – Heidelberg – New York (in Russian 1974).

[9] Balakrishnan A. V., (1976), *Applied Functional Analysis*, *Springer* – *Verlag*, Berlin – Heidelberg – New York (in Russian 1980).

[10]Ratkov Al., Tz. Georgiev, J. Kristeva, V. Ivanova, B. Ratkov, (2003) *Comparative Studies of Fed-Batch Fermentation Processes for Production of L-lysine and L-valine Based on Mathematical Models*, Proc. of the 25<sup>th</sup> International Conference on Information Technology Interfaces ITI 2003 (Modelling and Optimisation), Cavtat / Dubrovnik, Croatia, June 16-19, 2003, p. 513-518.

[11]Baker G.A. Jr., at all, (1981), Pade' Approximants. Part I. Basic Theory, Part II Extensions and Application, Addison Wesley Publishing Co.

[12] MathWorks Inc., (2008), Language Reference Manual.

Автор: Цанко Георгиев, гл. ас. катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически университет - София, *email: tzg@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



## СИСТЕМА ЗА ОПТИМАЛНО ПИД УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ НА ПОЛУПЕРИОДИЧЕН ФЕРМЕТАЦИОНЕН ПРОЦЕС

### Цоньо Славов, Олимпия Роева

**Резюме:** В статията е представена разработената система за оптимално ПИД управление в реално време на нелинеен симулационен модел на полупериодичен ферментационен процес. Посредством промяна на дебита на подхранване, системата поддържа концентрацията на глюкозата на желано ниво. За оценка на неизмеримите състояния е разработен и е реализиран разширен филтър на Калман. Предложена е корекция на оценката на концентрацията на глюкозата, която намалява влиянието на закъснението в измерването. Дадени са резултати потвърждаващи работоспособността на системата за управление в реално време.

## SYSTEM FOR REAL TIME OPTIMAL PID CONTROL OF FED-BATCH CULTIVATION PROCESS

### Tsonyo Slavov, Olympia Roeva

Abstract: In this paper the system for real time optimal PID control of simulation model of fed-batch cultivation process is developed. The system consists of two conventional PC, two data acquisition devices NIDAQ-6008 and original software. The developed software ensures real time control of cultivation process and user interface. The controller is used to control the feed rate and to maintain the substrate concentration at the desired set point. The estimates of immeasurable state variables are obtained by designed extended Kalman filter. A correction of the measured substrate concentration is proposed. It reduces influence of substrate concentration measurement delay on the control system performance. The experimental and the simulation results confirm the good performance of the developed control system.

*Keywords:* Fed Batch Cultivation, PID Controller, Genetic Algorithm Tuning, Real time Control, Extended Kalman Filter.

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Полупериодичните ферментационни процеси (ППФП) са едни от широко използваните процеси за синтез на различни биопродукти като протеини, ензими, биополимери и др. От системна гледна точка тези процеси могат да се разглеждат като нелинейни, нестационарни обекти за управление. Основната цел на управлението е чрез осигуряване на оптимални жизнени условия да се подобрят качествата на крайния продукт. Най-общо задачата може да се формулира като задача на регулирането на някои от променливите на състоянието около желани стойности. Благодарение на достъпността на сензорите за измерване на температура, pH, кислород и др. в литературата са предложени множество системи за управление на ППФП, посредством регулиране на температура, pH, кислород, обем на биореактора или др. [1].

Един от ефективните подходи за управление на ППФП е поддържане на желано ниво на концентрация на субстрата. Това се постига посредством промяна на дебита на подхранващия разтвор. За осъществяване на тази стратегия на управление в промишлеността най-често се използва ПИД регулатор [2-6]. Поради факта, че измерването на някои от състоянията на ППФП в реално време е силно затруднено и/или се характеризира със значително закъснение, в литературата има сравнително малко резултати за реализиране на такива системи за управление. Обикновено се разработва компютърна система за управление, реализираща софтуерен сензор и управляващ алгоритъм. Такива системи, базирани на LabVIEW са използвани в няколко биохимични инженерни приложения, като клетъчни култури от дрожди [7], *E. coli* [8] и *Ps. putida* [9]. Известни са и няколко приложения на MATLAB за симулиране и/или наблюдение на ферментационни процеси [10-12].

Поради редица съображения преди изграждането на системата е целесъобразно да се направят изпитания на алгоритъма за управление при условия близки до реалните. Това е възможно ако се разработи хибридна изчислителна среда за симулиране и управление на разглеждания процес. Тази среда включва работещ в реално време емулиран непрекъснат нелинеен модел на процеса и управляващ алгоритъм, реализиран на РС; програмируем логически контролер; цифров сигнален контролер или др. Този подход дава възможност върху модела да се разиграят ситуации, които са опасни или недопустими за изследвания обект и да се предскаже поведението на изследваната система при различни условия и режими.

В тази работа е представена разработената система за управление в реално време на емулиран непрекъснат нелинеен модел на ППФП. Системата се състои от интерфейсно устройство NI-DAQ 6008 и авторски софтуер инсталиран на две стандартни PC-та. На първия от тях е инсталиран разработеният симулатор на ППФП, а на втория е инсталиран разработеният алгоритъм за управление. Управлението се формира от две компоненти. Първата от тях се получава от настроения по нелинейния модел на ППФП чрез генетичен алгоритъм цифров ПИД регулатор, а втората компонента се получава от условията за поддържане на процеса в текуща работна точка. За оценка на неизмеримите състояния е разработен и е реализиран разширен филтър на Калман (РФК). Предложена е корекция на оценката на концентрацията на субстрата (глюкоза), която намалява влиянието на закъснението в измервателната система.

#### 2. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ППФП НА E. coli MC4110

Динамиката на ППФП в пространство на състоянията се описва с уравненията:

$$\begin{aligned} \ddot{X}(t) &= f(X,Q) + \eta(t) \\ \gamma_{S} &= HX + \xi(t) \end{aligned}, \quad (1) \\ X(t) &= \left[ \gamma_{X}(t) \quad \gamma_{S}(t) \quad V(t) \quad \mu_{\max}(t) \right]^{T}, \\ \eta(t) &= \left[ \eta_{\gamma_{X}}(t) \quad \eta_{\gamma_{S}}(t) \quad 0 \quad \eta_{\mu_{\max}}(t) \right]^{T}, \\ f(X,Q) &= \left[ -\frac{1}{Y_{S/X}} \mu_{\max}(t) \frac{\gamma_{S}(t)}{k_{S} + \gamma_{S}(t)} \gamma_{X}(t) - \frac{Q(t)}{V(t)} \gamma_{X}(t) \\ &= \left[ -\frac{1}{Y_{S/X}} \mu_{\max}(t) \frac{\gamma_{S}(t)}{k_{S} + \gamma_{S}(t)} \gamma_{X}(t) + \frac{Q(t)}{V(t)} (\gamma_{in} - \gamma_{S}(t)) \right], \\ H = \begin{bmatrix} 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \end{bmatrix}, \\ Q(t) \\ &= 0 \end{aligned}$$

където  $\gamma_x(t)$  е концентрация на биомасата  $[g.l^{-1}]; \gamma_s(t)$  - концентрация на субстрата  $[g.l^{-1}]; V(t)$  - обем на биореактора  $[l]; \mu_{max}(t)$  - максимална специфична скорост на растеж на микроорганизмите  $[h^{-1}]; Q(t)$  - дебит на подхранващия продукт  $[l.h^{-1}]; \gamma_{in}$  - концентрация на субстрата в подхранващия разтвор  $[g.l^{-1}]; k_s$  - константа на насищане  $[g.l^{-1}]; Y_{S/X}$  - икономичен коефициент  $[-]; \eta_{\gamma_X}(t), \eta_{\gamma_s}(t), \eta_{\mu_{max}}(t), \xi(t)$  - взаимно некорелирани бели шумове с нулеви средни стойности и дисперсии  $D_{\eta_{\gamma_X}} = 0.0025 g^2 l^{-2} h^{-1}, D_{\eta_{\gamma_S}} = 0.001 g^2 l^{-2} h^{-1}, D_{\eta_{\mu max}} = 0.05 l h^{-3}, D_{\xi} = 0.0025 g^2 l^{-2} h^{-3}$ . Параметрите на модела (1) на *E. coli MC4110* са оценени чрез идентификационна процедура, базирана на генетичен алгоритъм. Използвани са реални експериментални данни [3, 13], измерени в Института по инженерна химия на Университета в град Хановер, като началните условия на експеримента са

$$t_0 = 6.68 h, \ \gamma_s(t_0) = 0.81 g l^{-1}, \ \gamma_x(t_0) = 1.25 g l^{-1}, \ V(t_0) = 1.35 l.$$
 (2)

След идентификацията за стойностите на параметрите се получава [13]:

$$k_s = 0.012 g l^{-1}, Y_{S/X} = 0.5, \gamma_{in} = 100 g l^{-1}.$$

Измерването в реално време на концентрацията на субстрата се осъществява посредством изваждане на проби с микроорганизми от биореактора и последваща обработка в специализирана измервателна система. Тя внася закъснение от около 1 min. По време на обработката на пробата микроорганизмите в биореактора продължават да консумират глюкоза, при което се получава разлика между измерената концентрация на глюкозата и реалната такава. Тази грешка в началото на процеса при ниска концентрация на биомасата е незначителна, но с увеличаване на концентрацията на биомасата нараства значително. В [3] е предложена корекция на измерената глюкоза, която използва постоянна средна скорост на растеж на микроорганизмите.

В работата се предлага да се използва корекция на измерваната концентрация на субстрата с променлива максимална скорост на растеж на микроорганизмите. Така коригираната концентрация на глюкозата се определя от

$$\gamma_{S_{COR}}(t) = \gamma_{S}(t) + \frac{\mu(t)\gamma_{X}(t)}{Y_{X/S}}\Delta t, \quad (3)$$

където  $\Delta t = 60 \ s$  е закъснението на измервателната система, а  $\mu(t)$  е специфична скорост на растеж на микроорганизмите, която се описва с модел на Моно

$$\mu(t) = \mu_{\max}(t) \frac{\gamma_s(t)}{k_s + \gamma_s(t)}.$$
 (4)

#### 3. АЛГОРИТЪМ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Блок схемата на системата за управление е показана на Фиг. 1. Управлението (дебита на подхранващия разтвор) се определя от израза

$$u(k) = u_{fb}(k) + u_{ff}(k),$$
 (5)

където  $u_{fb}(k)$  е частта от управляващия сигнал, формирана от цифровия ПИД регулатор, а  $u_{ff}(k)$  е частта от управляващия сигнал, която поддържа процеса в текущата работна точка.



Фиг.1 Блок схема на системата за управление Сигналът  $u_{fb}(k)$  се определя от изразите [14]

$$u_{fb}(k) = u_{p}(k) + u_{i}(k) + u_{d}(k), u_{p}(k) = K_{p}(br(k) - \gamma_{Scor}(k)),$$
  

$$u_{d}(k) = a_{d}u_{d}(k-1) + b_{d}(cr(k) - cr(k-1) - \gamma_{Scor}(k) + \gamma_{Scor}(k-1)),$$
  

$$u_{i}(k) = u_{i}(k-1) + b_{i1}(r(k) - \gamma_{Scor}(k)) + b_{i2}(r(k-1) - \gamma_{Scor}(k-1)) + \overline{u}(k-1) - u(k-1)$$
(6)

където  $K_p$  е коефициент на пропорционалност, *b*-тегловен коефициент на заданието в П-частта на ПИД регулатора, *c*-тегловен коефициент на заданието в Дчастта на ПИД регулатора,  $\bar{u}(k-1)$  - дебит на подхранването след блока за ограничение и r(k) - задаващ сигнал. Коефициентите  $b_{i1}, b_{i2} a_d$  и  $b_d$  се определят от параметрите на непрекъснатия ПИД регулатор по изразите:

$$b_{i1} = K_p \frac{T_0}{T_i}, b_{i2} = 0, a_d = \frac{T_d}{T_d + NT_0}, b_d = K_p \frac{T_d N}{T_d + NT_0},$$
 (7)

където  $T_0$  е такт на дискретизация,  $T_i$  - времеконстанта на интегриране,  $T_d$  - времеконстанта на диференциране и N - параметър на нискочестотния филтър на диференциалната съставка. Израз (6) описва цифров ПИД регулатор с две степени на свобода и с алгоритъм за антиинтегрално насищане[14].

Сигналът  $u_{ff}(k)$  се определя от

$$u_{ff}(k) = \frac{1}{Y_{S/X}} \frac{V(k)\mu(k)\gamma_X(k)}{\gamma_{in} - \gamma_{Scor}}.$$
 (8)

От изрази (6) и (8) се вижда, че за реализиране на управлението са необходими измервания на всички променливи на състоянието. Единствено концентрацията на субстрата се измерва в реално време. За попълване на липсващата информация е синтезиран РФК. След дискретизация на модела (1) с първа права разлика за уравненията на РФК се получава

$$\begin{vmatrix} \hat{\mathbf{X}}(k+1) = \mathbf{f}_{\mathbf{d}}(\hat{\mathbf{X}}(k)) + \mathbf{K}_{\mathbf{EKF}}(k+1)(\gamma_{s}(k+1) - \hat{\gamma}_{s}(k+1)), \\ \hat{\gamma}_{s}(k+1) = \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}(k+1), \end{vmatrix}$$
(9)

където

$$\mathbf{f}_{\mathbf{d}}\left(\hat{\mathbf{X}}(k)\right) = \hat{\mathbf{X}}(k) + T_0 \mathbf{f}\left(\hat{\mathbf{X}}(k)\right),$$

 $\hat{\mathbf{X}}(.) = \begin{bmatrix} \hat{\gamma}_{X}(.) & \hat{\gamma}_{S}(.) & \hat{\mathcal{V}}(.) & \hat{\mu}_{\max}(.) \end{bmatrix}^{T}$  е вектор с оценки на променливите на състоянието,  $\mathbf{K}_{\mathbf{EKF}}(.)$  - коефициент на РФК. Коефициентът  $\mathbf{K}_{\mathbf{EKF}}(.)$  се определя от

$$\mathbf{K}_{\mathbf{EKF}}(k+1) = \left[ \left( \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}(k)^{T} + \mathbf{D}_{\eta \mathbf{d}} \right) H^{T} \right] \times \left[ H \left( \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}(k)^{T} + \mathbf{D}_{\eta \mathbf{d}} \right) H^{T} + D_{\xi} \right]^{-1}, \quad (10)$$

където

е диверсионната матрица на шумовете на дискретните състояния и  $D_{\xi} = 0.0025$  е дисперсията на измервателния шум. Матрицата **F**(*k*) се определя от

$$\mathbf{F}(\hat{\mathbf{X}}(k)) = \mathbf{I}_4 + T_0 \mathbf{\Phi}(\hat{\mathbf{X}}(k)), \quad (11)$$

където

$$\begin{split} \Phi(\hat{\mathbf{X}}(k)) &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{214} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (12) \\ a_{11} &= \frac{\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)} - \frac{Q(k)}{\hat{V}(k)}, \ a_{12} &= \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)}{\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)^{2}} - \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)^{2}}, \\ a_{13} &= \frac{Q(k)\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)}{\hat{V}^{2}\left(k\right)}, \ a_{14} &= \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}, \ a_{21} &= -\frac{\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{Y_{S/X}\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)}, \\ a_{22} &= -\frac{Q(k)}{\hat{V}(k)} + \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{Y_{S/X}\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)^{2}} - \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\mu}_{\max}\left(k\right)\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)}{Y_{S/X}\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)^{2}}, \\ a_{23} &= -\frac{Q(k)\left(\gamma_{in} - \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)}{\hat{V}^{2}\left(k\right)}, \ a_{24} &= \frac{\hat{\gamma}_{X}\left(k\right)\hat{\gamma}_{S}\left(k\right)}{Y_{S/X}\left(K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}\left(k\right)\right)}. \end{split}$$

Ковариационната матрица Р(.) се определя от уравнението

$$\mathbf{P}(k+1) = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_{\mathbf{EKF}}(k+1)H^{T}\right) \times \left(\mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}(k)^{T} + \mathbf{D}_{\eta d}\right).$$
(13)

Оценките получени с уравнения (9) се използват за определяне на управляващия сигнал и на оценката на коригираната концентрация на глюкозата. Така изрази (6) и (8) приемат вида

$$u_{p_{real}}(k) = K_{p}(br(k) - \hat{\gamma}_{s_{cor}}(k)), \quad (14)$$

$$u_{i_{real}}(k) = u_{i_{real}}(k-1) + b_{i1}(r(k) - \hat{\gamma}_{s_{cor}}(k)) + b_{i2}(r(k-1) - \hat{\gamma}_{s_{cor}}(k-1)), \quad (15)$$

$$u_{d_{real}}(k) = a_{d}u_{d_{real}}(k-1) + b_{d}(cr(k) - cr(k-1) - \hat{\gamma}_{s_{cor}}(k) + \hat{\gamma}_{s_{cor}}(k-1)), \quad (16)$$

 $u_{ff}(k) = \frac{1}{Y_{S/X}} \frac{\hat{V}(k)\hat{\mu}(k)\hat{\gamma}_{X}(k)}{\gamma_{in} - \hat{\gamma}_{S_{cor}}}, \ \hat{\gamma}_{S_{cor}}(k) = \hat{\gamma}_{S}(k) + \frac{\hat{\mu}(k)\hat{\gamma}_{X}(k)}{Y_{X/S}} \Delta t, \ \hat{\mu}(k) = \hat{\mu}_{\max}(k) \frac{\hat{\gamma}_{S}(k)}{K_{\gamma_{S}} + \hat{\gamma}_{S}(k)}$ 

където  $\hat{\gamma}_{s_{cor}}$  и  $\hat{\mu}(k)$  са оценки на коригираната концентрация на субстрата и на специфичната скорост на растеж на микроорганизмите.

### 4. СИСТЕМА ЗА ПИД УПРАВЛЕНИЕ В РЕАЛНО ВРЕМЕ НА СИМУЛА-ЦИОНЕН МОДЕЛ НА ПОЛУПЕРИОДИЧЕН ФЕРМЕНТАЦИОНЕН ПРОЦЕС

Блоковата схема на разработената система за ПИД управление на симулационен модел на ППФП е показана на фиг.2.



Фиг. 2 Блокова схема на системата за ПИД управление на модел на ППФП Основните елементи на системата са два стандартни РС, два специализирани модула за събиране на данни NIDAQ- 6008 на National Instruments и авторски софтуер, осигуряващ потребителски интерфейс и работа на системата в реално време. На първия РС е инсталиран софтуер, реализиращ алгоритъма за управление от т. 3, а на втория РС е инсталиран софтуер, реализиращ симулатор на емулиран непрекъснат нелинеен модел на ППФП, в който се отчита закъснението на системата за измерване на концентрацията на субстрата. На фиг.3 и на фиг. 4 са показани интерфейсните прозорци на алгоритъма за управление и на симулатора на ППФП. Екранът от фиг.3 дава възможност за наблюдение в реално време на дебита на подхранването, на измерената концентрация на субстрата, на оценката на коригираната концентрация на субстрата, на оценките на концентрацията на биомасата, на максималната скорост на растеж и на обема на биореактора. В средната част на екрана могат да се наблюдават моментните стойности на оценките на променливите на състоянието и на входно-изходните сигнали. Горната част на интерфейса представлява контролен панел, чрез който се задават параметрите на ПИД регулатора, заданието, такта на измерване, име и път на файла за запис на данни и се пуска или се спира системата за управление.



Фиг. 3 Интерфейсен прозорец на алгоритъма за ПИД управление на ППФП



Фиг.4 Интерфейсен прозорец на симулатора на ППФП

Екранът от фиг.4 дава възможност за наблюдение в реално време на графики и моментни стойности на променливите на състоянието на ППФП, на неизмеримата концентрация на субстрата и на дебита на подхранването. Горната част на интерфейса представлява контролен панел, чрез който се задават параметрите и началните условия за ППФП, такта на измерване, име и път на файла за запис на данни и се пуска или се спира симулатора. Софтуерът дава възможност за ръчно или автоматично подаване на дебита на подхранването и за избор на канали на АЦП и ЦАП на NIDAQ-6008, към които са свързани входа и изхода на алгоритьма за управление.

# 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Работоспособността на разработената система за ПИД управление на симулационен модел на ППФП е потвърдена с експериментални изследвания. ПИД регулаторът е настроен чрез оптимизационна процедура с генетичен алгоритъм при критерий  $I_{ise} = \int_{6.68}^{15} (r(t) - \gamma_{Scor}(t))^2 dt$ . Стойностите на параметрите на регулатора са  $K_p = 0.6502$ ,  $T_i = 0.0556$ ,  $T_d = 0.5184$ , b = 0.2352, c = 0.7181, N = 0.4832. Тактът на дискретизация е  $T_0 = 20 \ s$ , началните условия за ППФП са избрани съгласно израз (2), а началните условия за РФК са

 $\hat{\mathbf{X}}(0) = \begin{bmatrix} 1.25 & 0.8 & 1.35 & 0.55 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \mathbf{P}(0) = diag(0.02, 0.02, 0, 10).$ 

На фиг.5 са показани резултати от експеримента и от симулацията за  $\gamma_{scor}, \hat{\gamma}_{scor}, \gamma_s$ , а на фиг.6 са показани същите резултати за V и  $\hat{V}$ . На фиг. 7 и на фиг. 8 са показани резултати от експеримента и от симулацията за реалната  $\gamma_x$  (изчислена чрез  $\gamma_{scor}$ ),  $\gamma_x$  и  $\hat{\gamma}_x$ .



Резултатите показват работоспособността на РФК. Той дава неизместени оценки на променливите на състоянието. Вижда се положителният ефект от използването на оценката на корекцията на измерената концентрация на субстрата. Регулаторът бързо установява и успешно поддържа  $\gamma_{scor}$  на желаното ниво от 0.1 g.l<sup>-1</sup>. В резултат на това в края на ферментацията се постига концентрация на биомасата от приблизително 20 g.l<sup>-1</sup> (фиг.7), докато концентрацията на биомасата, изчислена чрез  $\gamma_s$  е значително по-малка (фиг.7 и фиг.8). На фиг.9 са показани резултати от симулацията и експеримента за  $\mu_{max}$ ,  $\hat{\mu}_{max}$ , а на фиг.10 са показани аналогични резултати за управляващия сигнал.



От всички фигури се вижда доброто съвпадение между резултатите от симулациите в SIMULINK и тези от експеримента със системата за управление в реално време, което потвърждава нейното качество и работоспособност.

#### 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е представена разработената система за оптимално ПИД управление в реално време на нелинеен симулационен модел на полупериодичен ферментационен процес. Системата се състои от два стандартни РС, два специализирани модула за събиране на данни NIDAQ- 6008 и авторски софтуер, осигуряващ потребителски интерфейс и работа на системата в реално време. За намаляване на влиянието на закъснението от измерването на концентрацията на субстрата е предложена корекция, базирана на променлива във времето специфична скорост на растеж на микроорганизмите. За попълване на липсващата информация за променливите на състоянието е синтезиран и е реализиран разширен филтър на Калман. От получените оценки на състоянието се изчислява и оценка на корекцията на концентрацията на субстрата. Тази оценка се използва за формиране на управляващия сигнал. Дадени са резултати от работата на системата за управление и от симулации в средата на MATLAB/SIMULINK. Близостта на резултатите потвърждава работоспособността на системата. Експерименталните резултати показват предимството от използването на оценката на предложената корекция в алгоритъма за управление. Регулаторът успешно установява и поддържа реалната неизмерима концентрация на субстрата на желаното ниво. В резултат на това в края на ферментацията се получава с около 70 % по-голяма концентрация на биомасата, в сравнение с тази получена по некоригираната концентрация на субстрата.

#### БЛАГОДАРНОСТ

Изследванията в тази статия са извършени по проект ДМУ 02/4 финансиран от Фонд "Научни изследвания".

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Rani, K. Y., V. S. R. Rao (1999). *Control of Fermenters - A Review*. Bioprocess Eng., 1999, 21, pp. 77-88.

[2] Arndt, M., Kleist S., Miksch G. et al. (2005). A feedforward-feedback substrate controller based on a Kalman filter for a fed-batch cultivation of Escherichia coli producing phytase. Computers & Chemical Engineering, 2005, 29(5), pp.1113-1120.

[3] Arndt, M., B. Hitzmann (2001). *Feed forward/feedback control of glucose concentration during cultivation of Escherichia coli*, Proceedings of the 8th IFAC Int. Conf. on Comp. Appl. in Biotechn., 2001, pp. 425-429.

[4] Chaivorapoj, W., I. Birol, A. Cinar, and F. Teymour (2003). *Feedback Control of a Continuous-Flow Stirred Tank reactor with Competing Autocatalators*. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2003, 42(16), pp. 3765-3785.

[5] Kumar S. M., R. Giriraj, N. Jain, V. Anantharaman, K. M. M. Dharmalingam, B. Sheriffa (2008). *Genetic Algorithm based PID Controller Tuning for a Model Bioreactor*. Indian Chem Eng, 2008, 50(3), pp. 214-226.

[6] Taherzadeh, M. J., C. Niklasson, and G. Liden, (2000). *On-line Control of Fed-batch Fermentation of Dilute-acid Hydrolyzates*. Biotechnol. Bioeng, 2000, 69, pp. 330-338.

[7] Gregory, M. E., P. J. Keay, P. Dean, M. Bulmer, and N. F. Thornhill,(1994). *A Visual Programming Environment for Bioprocess Control.* J. Biotechnol., 1994, 33, pp. 233-241.

[8] Turner, C., M. E. Gregory, and N. F. Thornhill, (1994). *Closed-loop Control of Fedbatch Cultures of Recombinant Escherichia coli Using On-line HPLC*. Biotechnol. Bioeng, 1994, 44, pp. 819-829.

[9] Kellerhals, M. B., B. Kessler, and B. Witholt, (1999). *Closed-loop Control of Bacterial High-cell-density Fed-batch Cultures: Production of mcl-PHAs by Pseudomonas putida KT2442 Under Single-Substrate and Cofeeding Conditions*. Biotechnol. Bioeng., 1999, 65, pp. 306-315.

[10] Birol, G. C. Undey and A. Cinar, (2002). *A Modular Simulation Package for Fedbatch Fermentation: Penicillin Production*. Computers and Chemical Engineering, 2002, 26(11), pp. 1553-1565.

[11] Wu Zi-yue, Xu Zhe; Jinfeng Geng, (2011). *Design and implementation of the soft-sensing system for fermentation process*. International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering (URKE), 2011, 1, pp.83-85.

[12] Zhong Hu Yuan, Xiao Yu Qi, Xiao Wei Han, (2011). *Design of Simulation System for Batch Process*. Applied Mechanics and Materials, 2011, 55-57, pp. 1693-1698.

[13] Roeva O., Pencheva T., Hitzmann B., Tzonkov St., (2004). *A Genetic Algorithms Based Approach for Identification of Escherichia coli Fed-batch Fermentation*. Int. J. Bioautomation, 2004, 1, pp. 30-41.

[14] Гарипов Е., (2007). *Цифрови системи за управление*. Технически университет-София, 2007.

Автори: Цоньо Славов, гл. ас. д-р от кат. Системи и управление, Факултет Автоматика; Технически Университет София; Олимпия Роева, доц. д-р от ИБФ-БМИ - БАН, *e-mail: ts\_slavov@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р Е. Гарипов



# РАЗРАБОТВАНЕ НА ТЪКАНЕН БИОСЕНЗОР ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА АСКОРБИНОВА КИСЕЛИНА

### Антония Панделова

**Резюме:** Разработен е биосензор с тъкан от краставица за измерване на концентрация на аскорбинова киселина. Разработени са три варианта с различно количество тъкан, заложено в активната мембрана на биосензора – 15 mg, 30 mg и 50 mg. Оценено е влиянието на ензимното натоварване върху изходния сигнал на тъканния биосензор. Експериментално са получени функциите на преобразуване на трите биосензора, определен е измервателният обхват.

Ключови думи: тъканен биосензор, аскорбинова киселина, аскорбат-оксидаза

# DEVELOPMENT OF TISSUE-BASED BIOSENSOR FOR DETERMINATION OF ASCORBIC ACID

### Antonia Pandelova

Abstract: A biosensor with cucumber tissue for determination of ascorbic acid is developed. Three types biosensors with different amount of tissue, set in the active membrane, are developed - 15 mg tissue, 30 mg and 50 mg tissue. The influence of the enzyme loading on the output signal of tissue biosensor is assessed. Functions of transformation of the three biosensor are obtained. The linear measurement range is determined.

*Keywords: tissue biosensor, ascorbic acid, ascorbate oxidase* 

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Аскорбиновата киселина, известна още като витамин С или L-аскорбат, е водоразтворим витамин, който присъства в много биологични системи и хранителни продукти. Широко се използва във фармацефтичната, химичната, козметичната и хранителната индустрия като антиоксидант. Необходима е за нормалният метаболизъм на тирозина, свързана е с въглеродния обмен.

Дефицитът на аскорбинова киселина нарушава нормалното усвояване на глюкозата. Аскорбиновата киселина играе фундаментална биохимична и физиологична роля, способствайки за нормалното развитие на съединителната тъкан, процесите на регенерация и заздравяване, повишение на устойчивостта на организма към различни видове стрес, поддържане на процесите на кръвотворене и нормалния имунен статус на организма. За определяне на аскорбинова киселина се използват различни аналитични методи, като хроматографски [1], HPLC [2, 3], волтамперометрични [4] и др.

В настоящата разработка е създаден ко-субстрат чувствителен биосензор с използване на тъкан от краставица, имобилизирана върху полупропускливата мембрана на кислороден електрод. Краставицата съдържа ензима аскорбат-оксидаза, който катализира окислението на аскорбиновата киселина при наличие на кислород. Принципът на действие на тъканния биосензор се основава на протичане на следната биохимична реакция в зоната на активната му мембрана:

$$2 \text{ L-ascorbate} + O_2 + 2H^+ \rightarrow 2 \text{ dehydro-L-ascorbate} + 2H_2O$$
 (1)

Под действие на ензима аскорбат-оксидаза, аскорбиновата киселина се хидролизира на дехидро-L- аскорбат и неинформационни продукти. Реакцията протича с консумация на кислород. По количеството консумиран кислород се определя концентрацията на аскорбинова киселина.

#### 2. МАТЕРИАЛИ И УРЕДИ

Краставицата (*Cucumis sativus*) е закупена от търговската мрежа. Аскорбинова киселина на прах е доставена от фирма Валерус. Всички необходими разтвори са приготвени с дестилирана вода. За отчитане на концентрацията на разтворен кислород в измервателната клетка се използва оксиметър на фирма HANNA INSTRUMENTS. Цифрова пипета тип PL100 служи за поставяне на субстрат (аскорбинова киселина) с определен обем в измервателната клетка, която е с обем 15 ml. Постоянно разбъркване и хомогенизиране на изследваната среда се осъществява с магнитна бъркалка MSH300. За контрол на pH на средата се използва pH-метър на фирма HANNA INSTRUMENTS HI 251.

### 3. КОНСТРУКЦИЯ НА ТЪКАНЕН БИОСЕНЗОР

За конструирането на тъканната биосензорна система се използва тъкан от краставица (*Cucumis sativus*), която съдържа ензима аскорбат-оксидаза. Конструкцията на разработения бисензор е показана на фиг.1, като тя включва: електрод тип Кларк за разтворен кислород в течност; кислородна мембрана, пропускаща само кислород; активна мембрана с биологичен материал, включващ ензима аскорбат-оксидаза, разположена върху кислородната мембрана; диализна мембрана, която предпазва активната мембрана от изследваната среда.



Фиг.1. Конструкция на тъканен биосензор : 1 – тяло; 2 – електролит; 3 – изолационен носач; 4 – претискащ О-пръстен; 5 – диализна мембрана; 6 – активна мембрана; 7 – анод; 8 – притискаща гривна; 9 – полиетиленова мембрана; 10 – катод

Кислородният електрод, използван за целите на експеримента, е модификация на електрода на Кларк, с плоска челна повърхност и полиетиленова мембрана с дебелина 25 µm. Работи на електрохимичен принцип с външно поляризационно напрежение. Катодът, към който се подава отрицателен потенциал, е с диаметър 1 mm и е изработен от злато с чистота 99.95%. За обработка и извеждане на информацията, получена от биосензорният преобразувател, е използван кислородомер НІ 9145 на фирмата HANNA INSTRUMENTS. Уредът е с триразряден дисплей и служи за непрекъснато контролиране съдържанието на кислород и температура в анализираната среда.

За направа на активната мембрана на биосензора се използва тъкан от краставица (*Cucumis sativus*). Определено предварително количество от подкорието на краставицата се намачква върху предметно стъкло до получаване на хомогенна маса, която се поставя върху полупропускливата кислородна мембрана, след което се затваря с диализна мембрана, като е необходимо да се следи да не се разтече част от тъканта. След конструирането на биосензорният преобразувател, същият се поставя в измервателна клетка, съдържаща 15 ml буферен разтвор. Изчаква се неговото сработване, т.е. установяване на началната концентрация на разтворения в измервателната клетка молекулярен кислород. Експериментите се провеждат при непрекъснато разбъркване на изследваната среда и контрол на температурата. Влиянието на скоростта на разбъркване на изследваната среда е от важно значение върху времето за установяване на изходния сигнал от биосензорната система.

Опитната постановка, с която са проведени експериментите, е показана на фиг.2. Състои се от тъканен биосензор, оксиметър, магнитна бъркалка и pH-метър. Тъканният биосензор е потопен вертикално в измервателна клетка с обем 15 ml с pH 6.3. Измервателната клетка е поставена върху магнитна бъркалка, която осигурява непрекъснато разбъркване и хомогенизиране на средата.



Фиг.2. Опитна постановка

# 4. ЕКСПЕРИМЕНТИ И РЕЗУЛТАТИ

Експериментите са проведени при установена температура 23°С. Тъканният биосензор се потапя в измервателна чаша, в която са поставени 15 ml буферен разтвор pH 6.3 и магнитна бъркалка. С помощта на магнитната бъркалка със скорост 700 rev/min се осигурява насищането на буфера с разтворен кислород.

Експериментите се провеждат в установен режим. За провеждане на експерименталните изследвания се използва методът на последователните добавки, който се състои в следното:

1. Изчаква се установяването на изходния сигнал на тъканната биосензорна система.

2. След като изходният сигнал достигне установена стойност в измервателната клетка се поставя инжекция с определен обем от изследвания субстрат – аскорбинова киселина. Вследствие на протичането на биохимична реакция в активната мембрана на биосензора се променя големината на изходния сигнал.

3. Изчаква се ново установяване на изходния сигнал на тъканния биосензор. Записва се стойността на изходния сигнал, който отговаря на концентрацията на измервания субстрат в измервателната клетка.

Всяка следваща инжекция от субстрат се поставя след като изходния сигнал на тъканния биосензор достигне установена стойност, отговаряща на кислородната концентрация в реакционния обем. Процедирайки по този начин се построява функцията на преобразуване на тъканния биосензор. По отчетената кислородна концентрация се определя стойността на измерваната аскорбинова киселина.

Разработени са три тъканни биосензора в зависимост от количеството тъкан от краставица, използвано за направа на активната мембрана на биосензора:

- тъканен биосензор с активна мембрана 15 mg краставица
- тъканен биосензор с активна мембрана 30 mg краставица
- тъканен биосензор с активна мембрана 50 mg краставица

Изборът на материала, от който се прави активната мембрана, както и количеството заложен биоматериал, е от голямо значение за правилното функциониране на биосензорната система. В зависимост от целите на измерване – дали е от значение бързодействието на биосензора или чувствителността или е необходимо да се постигне широк измервателният обхват, трябва така да се подбере количеството тъкан, че максимално да удовлетвори началните изисквания.

За трите тъканни разработени биосензора са снети функциите на преобразуване. Обемът на поставяните инжекции аскорбинова киселина е 100 µl, което отговаря на 0.5 mM концентрация.

На фиг.3 е дадена функцията на преобразуване на тъканен биосензор с активна мембрана 15 mg. Линейният измервателен обхват е в диапазона 0.5-3 mM, чувствителността на биосензора е 0.21 mM и зона на насищане за концентрации над 3.6 mM. Времето за едно измерване е 13 - 15 минути.

На фиг.4 е показана функцията на преобразуване на тъканен биосензор с активна мембрана 30 mg. Линейната зона е до 1.5 mM. Времето за едно измерване е от порядъка на 7 – 9 минути. Чувствителността на биосензора е 0.093 mM.



Фиг.3. Функция на преобразуване на тъканен биосензор с активна мембрана 15 mg тъкан от краставица



Фиг.4. Функция на преобразуване на тъканен биосензор с активна мембрана 30 mg тъкан от краставица



Фиг.5. Функция на преобразуване на тъканен биосензор с активна мембрана 50 mg тъкан от краставица

На фиг.5 е дадена характеристиката 'вход-изход' на тъканен биосензор с активна мембрана 50 mg. Биосензорът не показва никаква чувствителност, а колебанието на изходния сигнал се дължи на странични влияещи фактори.

Ha фиг.6 на обща графика са дадени получените функции на преобразуване на разработените три тъканни биосензора при равни други условия, а именно: обем на измервателната клетка 15 ml, скорост на разбъркване 700 rev./min, обем на инжекцията 100 µl. От фигурата се вижда, че тъканния биосензор с активна мембрана 30 mg тъкан от краставица притежава най-голяма чувствителност в сравнение с другите два варианта.

Стръмният участък в началото на кривата подсказва, че този вариант е подходящ за измерване на малки концентрации аскорбинова киселина. По-краткото време за извършване на измерването го прави подходящ за извършване на бързи анализи. Линейният обхват на измерване е до 1.5 mM аскорбинова киселина. Тъканният биосензор с 15 mg тъкан от краставица притежава най-широк линеен измервателен обхват: 0.5 – 3 mM, но времето за измерване се увеличава до 15 минути. Биосензорът с 50 mg тъкан от краставица не показва чувствителност, което се дължи на голямото количество тъкан, заложено в активната мембрана на биосензора. В този случай се получава така нареченото "запушване" на кислородния електрод и реакция не може да протече.



Фиг.6. Сравнение на функциите на преобразуване на тъканни биосензори

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработени са три вида тъканни биосензори, използващи ензима аскорбат-оксидаза, намиращ се в тъкан от краставица ((*Cucumis sativus*) за измерване на концентрация на аскорбинова киселина.

Проведени са експериментални изследвания с вариране на количеството тъкан, използвано за направа на активната мембрана на биосензора, за оценка на изходния сигнал при различно ензимно натоварване.

На базата на проведените експерименти се установи, че високо бързодействие и чувствителност притежава биосензорът с активна мембрана 30 mg тъкан от краставица. Биосензорът, разработен с 15 mg тъкан се характеризира с широк линеен измервателен обхват.

На следващ етап от експерименталните изследвания предстои да се провери влиянието на pH на изследваната среда върху изходния сигнал, както и да се проведат експерименти с реални образци. Разработените биосензори намират приложение в хранително-вкусовата промишленост.

## ЛИТЕРАТУРА

 E. J. Oliveira, D. G. Watson, J. Chromatogr. A 764(2001)3.
 A. Rizzolo, A. Brambilla, S. Valsecchi, P. Eccher-Zerbini, Food Chem. 77(2002)257.
 Iwase H. Talanta 60 (2003) 1011-1021.
 Yilmaz S., Sadikoglu G., Yagmur S., Askin G. Int. J. Electrochem. Sci., 3 (2008) 1534-1542.

**Автор:** Антония Панделова, главен асистент, д-р, катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *apandelova@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р П. Цветков



## АНАЛИЗ НА ВЛИЯНИЕТО НА ВРЕМЕТРАЕНЕТО НА ФАЗАТА НА ОТВОРЕН ГЛОТИС ВЪРХУ СПЕКТРАЛНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ПРОЦЕСА НА ФОНАЦИЯ

### Дамян Дамянов, Васил Гълъбов

**Резюме:** Процесът на фонация, като част от речеобразуването, се описва от множество модели на генериране на реч. Повечето методи за определяне на параметрите на филтъра изискват приемането на хипотезата за линеен чистополюсен филтър. Един от разпространените в теорията и практиката модели е този на Фант, който приема, че процесът е от типа "импулсен източник - филтър". Приемането на чистополюсен модел на филтъра е исторически обосновано от желанието да се постигне високо бързодействие в някогашните системи за обработка на речеви сигнали в реално време. В статията се демонстрира, че моделът на Фант обяснява някои феномени на речеобразуването, наблюдавани при промяна на моментното психофизиологическо състояние на човека. Такива са изменението на отношенията на амплитудите на формантните честоти (по-дрезгав или по-звънтящ глас) и др.

**Ключови думи:** системи с речева комуникация, модел на Фант, фаза на отворен глотис, човеко-машинни системи

# ON THE IMPACT OF DURATION OF THE PHASE OF OPEN GLOTTIS ON THE SPECTRAL CHARACTERISTICS OF THE PHONATION PROCESS

# Damyan Damyanov, Vassil Galabov

Abstract: The phonation process, as a part of speech production, is described by many models for speech generation. Most of the methods for estimation of the coefficients of the filter, assume an all-pole filter. One of the common models in theory and praxis is the model of Fant, which utilizes the "pulse driver - filter" model. The assumption for all-pole filter model has historical background, dating back from the time when speech processing systems had to work in real-time and the processing power was very limited. As it is stated in this paper, the model of Fant explains some of the phenomena of speech production, which can be experienced during change of momentary psychophysical condition of the human being. Such are the ratio of the amplitudes of the formant frequencies (hoarser or more clinking voice).

*Keywords:* speech communication systems, model of Fant, phase of open glottis, manmachine systems

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Фонацията е процесът, който се извършва в средната част на ларинкса и озвучава издишваната струя въздух. Като последица от този процес потокът на звукова скорост непосредствено след гласната цепка проявява периодичен характер (фиг.1), който определя основният тон на речевия сигнал [10]. Променяйки напрежението на гласните гънки и налягането в процеса на речта, човек получава необходимата честота на основния тон осъществяване на фонацията на гласните и на звучните съгласни. При образуването на беззвучните съгласни гласните гънки не се приближават една до друга и положението им е като при физиологично дишане [1,8]. В този случай постъпващият въздушен поток от белите дробове се модулира от образуването на турболенции и от затварянето на вокалния тракт. Спектрите на резултиращите звукови източници се модифицират от резонансни явления, честотата на които зависи от променящата се форма на гърлото и устната кухина, от разположението на езика и др.



Фиг.1 Поток на звукова скорост непосредствено след гласната цепка при фонация на гласни и звучни съгласни. Положение на гласните гънки: а - фонация на гласни и звучни съгласни, б - физиологично дишане

Целта на моделирането на процесите на генериране на речевия сигнал е не само да бъдат изследвани неговите свойства и особености, а и да се решат задачите за неговото ефективно кодиране и пренос, за автоматичното синтезиране и разпознаване на реч, за психофизиологични и биометрични приложения и за много други. Във всеки такъв модел [5], в една или друга степен, са отразени главните компоненти на артикулационния тракт от гледна точка на законите на акустиката (фиг.2)



Фиг.2 Основни акустични компоненти на артикулационния тракт

Към тези компоненти спадат възбуждането на гласните връзки, променящата се във времето форма на вокалния тракт, излъчването от устните и т.н. Резонансните явления при звукооформянето на практика са повлияни от загуби в стените на тракта в зависимост от топлопроводимостта, еластичността и триенето. Значително влияние оказва и носната кухина с поглъщането на определени честотни компоненти от спектъра (антирезонансни явления). Този сложен характер на процеса на речеобразуване позволява синтезиране на различни по структура и по степен на адекватност негови модели. Интересно е, че въпреки очевидната сложност на проблема, той е намерил едно сравнително тривиално решение, предложено от *Fant* [4], което се е утвърдило в практиката независимо от конкретното предназначение на съответната система.

Класическият модел на *Fant* отделя възбуждането от оформянето на отделните звукови компоненти на речта, което позволява приблизително третиране на речевия апарат като линейна система. В съвременните системи този модел е намерил своята дискретна реализация (фиг.3). За повечето практически приложения може да се приеме, че речевият сигнал се състой от чисто звучни или беззвучни компоненти със съответна амплитуда. Поради постепенната промяна на възбуждането и звукооформянето параметричният анализ може да се извършва поинтервално, като в рамките на 10-40 ms моделът се приема за квазиинвариантна във времето линейна система [4,7,9].



Фиг.3 Дискретизиран модел на Fant.

#### 2. ПРЕДПОСТАВКА ЗА АНАЛИТИЧНО ИЗСЛЕДВАНЕ

Голяма част от методите за изследване са заимствани от медицината, както обикновено, за да се постигне по-голяма точност или да се осъществи по-лесно измерването, не се работи директно с търсената величина, а с друга, зависима от нея. Поради сложността на провеждане на ларингоскопски и ларингоендоскопски изследвания и най-вече поради необходимостта от медицинска интервенция и поради значителното въздействие на тези методи върху цялостния процес на речеобразуване са разработени и редица индиректни методи, на основата на електромиографията - регистрират се сигналите на мускулната активност в гръкляна по време на говорене, глотографията - регистрира се импеданса на

шията в ранината на глотиса, който в голяма степен зависи от сечението на въздушния поток, преминаващ през глотиса. Въпреки многобройните изследвания, към момента липсва единна теория, която да обяснява процеса на тези изменения в спектралните характеристики на речевия сигнал. Повечето автори търсят причината за тези феномени в писхо-физиологично обусловена промяна на моментната форма артикулационния тракт. Моделът на Fant позволява по метода на линейното предсказване да се извърши реконструкция (с някаква степен на приближение) както на моментната форма на тракта, така и на възбуждащия поток на звукова скорост след глотиса. Очаква се, че моделирането на речевия тракт осигурява условия за получаване на релевантна информация за функционирането на фациалната мускулатура и съответните участъци на нервната система, които са крайно чувствителни към моментното психо-физиологично състояние на индивида [2,3]. Но практиката показва, че флуктуациите на речевия тракт вследствие психо-физиологично повлияване на функционирането на фациалната мускулатура в повечето случаи са твърде незначителни и са под точността, с която линейният модел позволява реконструкция на тракта, като го апроксимира с каскада от съосни цилиндрични участъци с еднаква дължина и константно сечение. Това налага усложняване на алгоритмите, като допълнителна информация се извлича от модела на потока на звукова скорост след глотиса. Този поток носи информация за моментното психо-физиологично състояние по два канала - първо чрез цялостния процес на речеобразуване, ангажиращ висшата нервна система, и второ чрез функционалното състояние на вегетативната нервна система, включително и общия мускулен тонус [2,6]. За извличане на тази информация се налага използване на сравнително сложни модели, описващи напрегността на гласните връзки, механизма на тяхното опъване и движение, изменение на налягането на постъпващия от белите дробове въздушен поток и др.

В настоящото изследване ще покажем, че моделът на *Fant* всъщност позволява описването на психо-физиологично обоснованите промени в спектралните характеристики на речевия сигнал без да се налага използването на допълнителни модели. За целта е достатъчно да се анализират взаимовръзките на основни параметри на възбуждащия импулс на източника с честотните характеристики на филтъра. В съществуващата практика тези взаимовръзки не се имат предвид и източникът и филтърът се разглеждат поотделно. За по-голяма разбираемост в по-нататъчните разглеждания ще бъдат направени следните опростявания, ко-ито не променят същността на изводите:

- влиянието на предавателната функция на глотиса и на излъчването през устните ще бъдат пренебрегнати, тъй като не влияят на формантните честоти, а само на тяхното затихване;
- възбуждането от източника ще се разглежда като последователност от правоъгълни импулси;
- затихването на формантните честоти ще се пренебрегне, т.е. полюсите на филтъра на вокалния тракт ще лежат на единичната окръжност;

### 3. ВЛИЯНИЕ НА ВРЕМЕТРАЕНЕТО НА ФАЗАТА НА ОТВОРЕН ГЛОТИС ПРИ ПОВЕЧЕ ОТ ЕДНА ФОРМАНТНА ЧЕСТОТА

Приемаме, че моделът на вокалния тракт е чистополюсен от четвърти ред и полюсите лежат върху единичната окръжност:

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2)}$$
(1)

При възбуждане на филтъра с последователност от правоъгълни импулси от типа:

$$e(t) = \begin{cases} 1, & (m-1)T_g \le t < t_{open_glottis} + (m-1)T_g \\ 0, & t_{open_glottis} + (m-1)T_g \le t < mT_g \\ m = \overline{1, N_{imp}} - 1 \end{cases}$$
(2)

където  $T_g$  е периодът на основния тон, а  $t_{open_glottis}$  е продължителността на фазата на отворен глотис, изходният сигнал на филтъра за първия период на основния тон (m = 1) ще съдържа два форманта с кръгови честоти  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Ако приемем, че  $\omega_2 = k_2 \omega_1$  и  $k_2 > 1$ , то компонентите на сигнала, съответстващи на отделните форманти, във фазата на отворен глотис ще бъдат:

$$s_{open\_glottis}^{1F}(t) = AO_{open\_glottis}^{1F} - A_{open\_glottis}^{1F} \sin(\omega_{1}t + \varphi_{open\_glottis}^{1F})$$
(3)

$$s_{open\_glottis}^{2F}(t) = AO_{open\_glottis}^{2F} - A_{open\_glottis}^{2F} \sin(\omega_2 t + \varphi_{open\_glottis}^{2F})$$
(4)

където:

 $AO_{open_{-}glottis}^{1F} = \frac{1}{(k_{2}^{2}-1)\omega_{1}^{4}}$  е постояннотоковите съставки на сигнала, описващ формата на първата форманта при отворен глотис,

 $AO_{open_{-}glottis}^{2F} = \frac{1}{-k_{2}^{2}(k_{2}^{2}-1)\omega_{1}^{4}}$  е постояннотоковите съставки на сигнала, описващ формата на втората форманта при отворен глотис,

 $A_{open_{-}glottis}^{1F} = \frac{1}{(k_{2}^{2}-1)\omega_{1}^{4}}$  е амплитудата на сигнала, описващ формата на първата форманта при отворен глотис,

 $A_{open\_glottis}^{2F} = \frac{1}{k_2^2 (k_2^2 - 1)\omega_1^4}$ , е амплитудата на сигнала, описващ формата на втората форманта при отворен глотис,

 $\varphi_{open\_glottis}^{1F} = \frac{\pi}{2}$  е фазовото отместване на сигнала, описващ формата на първата форманта при отворен глотис,

 $\varphi_{open\_glottis}^{2F} = \frac{3\pi}{2}$  е фазовото отместване на сигнала, описващ формата на втората форманта при отворен глотис,

 $\omega_1 = 2\pi f_1$  и  $\omega_2 = 2\pi f_2$  са кръговите честоти, съответстваща на формантите честоти  $f_1$  и  $f_2$ .

Във фазата на затворен глотис върху параметрите на сигналните компоненти влияние ще оказват безразмерните коефициенти, пропорционални на времетраенето на фазата на отворен глотис към периода на съответната формантна честота:

$$\mathbf{r}_{\omega_{1}t_{open}_{glottis}} = \omega_{1}t_{open}_{glottis} \mathbf{H} \mathbf{r}_{\omega_{2}t_{open}_{glottis}} = \omega_{2}t_{open}_{glottis} = \mathbf{k}_{2}\mathbf{r}_{\omega_{1}t_{open}_{glottis}}$$
(5)

Това може да бъде представено чрез безразмерния коефициент на отношението на амплитудите на двете формантни честоти в сигнал:

$$r_{A^{2F}A^{1F}} = \frac{A^{2F}}{A^{1F}}$$
(6)

Във фазата на отворен глотис този коефициент се определя само от параметрите на филтъра:

$$\mathcal{F}_{\substack{A_{open\_glottis}}^{2F}A_{open\_glottis}}^{1F} = \frac{1}{k_2^2} \tag{7}$$

Във фаза на затворен глотис обаче, това отношение, освен от параметрите на филтъра, зависи по сложен начин и от продължителността на възбуждащата фаза, т.е. на отворен глотис:

$$\mathcal{F}_{\substack{A_{open\_glottis}^{2F} A_{open\_glottis}^{1F} = \frac{1}{k_2^2}} \frac{\left| \frac{\sin(\frac{k_2 r_{\omega_1 t_{open\_glottis}}}{2}) \right|}{\sin(\frac{r_{\omega_1 t_{open\_glottis}}}{2})} \right|$$
(8)

На практика това означава, че промяната на продължителността на фазата на отворен глотис може съществено да изменя предопределената от геометрията на вокалния тракт констелация на формантните честоти в сигнала. Това влияние ясно личи от следния числов пример, с типични за реален речеви сигнал стойности на параметрите на модела:

- първа формантна честота  $f_1 = 420 Hz$ ;
- втора формантна честота  $f_2 = 966 H_Z$ , която съответства на  $k_2 = \frac{f_2}{f_1} = 2.3$ ;
- номинална продължителност на фазата на отворен глотис  $t_{open\_glottis} = 2.8 ms$ ;
- флуктуация на номиналната продължителност на фазата на отворен глотис  $\Delta_{topen\_glottis} = \pm 0.4 ms$ ;

Във фазата на отворен глотис отношението на амплитудите зависи само от параметрите на филтъра и ще бъде:

$$\mathcal{K}_{\substack{A_{open\_glottis}}^{2F}A_{open\_glottis}}^{1F} = \frac{A_{open\_glottis}^{2F}}{A_{open\_glottis}} = k_2^{-2} \approx 0.189$$
(9)

Във фазата на затворен глотис на номиналната продължителност на  $t_{open\_glottis} = 2.8 \, ms$  този коефициент ще бъде  $r_{A_{open\_glottis}^{2F} A_{open\_glottis}^{1F}} \approx 0.288$ . При намаляване на продължителността на отворената фаза на глотиса с 4 ms коефициентът ще нарасте повече от 20 пъти до  $r_{A_{open\_glottis}^{2F} A_{open\_glottis}^{1F}} \approx 6.33$ , и съответно

при увеличаване на продължителността с 4 *ms* - ще намалее повече от 20 пъти до  $r_{A_{open_glottis}^{2F}A_{open_glottis}^{1F}} \approx 0.061$ . На фиг.4 за трите случая са показани възбуждащия

правоъгълен импулс с продължителност, съответстваща на продължителността на отворен глотис, генерирания от филтъра сигнал и неговия честотен спектър.



Фиг.4 Влияние на флуктуацията на продължителността на продължителността на фазата на отворен глотис върху констелацията на формантните спектри на сигнала

#### 4. ИЗВОДИ

Моделът на *Fant* дава отлични резултати в повечето случай на използване на модела - основно при системите за анализ, синтез, кодиране и пренасяне на речеви сигнали. При използването обаче на речеви сигнали за медицински, психофизиологични, биометрични и др. цели е прието да се смята, че моделът на *Fant* не е достатъчно релевантен и се налага използване на значително по-усложнени модели и допълнителни информационни източници. Напоследък проблемът става още по-актуален с постоянно увеличаващите се изисквания към качеството на системите за обработка и пренос на речеви сигнали и използването им в мобилни устройства.

Направеното изследване показва, че моделът може да бъде направен значително по-ефективен без да се усложнява, а като се използва кумулативния ефект на едновременно разглеждане на някое процеси, протичащи в източника и филтъра.

### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност към НИС при ТУ-София за финансовата подкрепа по проект № 122ПД0014-08, в рамките на който е проведено настоящето изследване.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Тилков Д., Бояджиев Т. (1990), *Българска фонетика*, Наука и изкуство. София, 1990

[2] Birbaumer N., Schmitt R.F. (1996), *Biologosche Psyhologie*, Springer, Berlin, 1996

[3] Ekman, P., Friesen W. (1978), *The Facial Action Coding System*, Consulting Psychologists Press, San Francisco, CA, 1978

[4] Fant G. (1990), *Acoustic Theory of Speech Production*, Mouton & Co., Hauge, 1990

[5] Flannagan J. (1992), Speech Analysis, Synthesis and Perception, Springer, Berlin, 1992

[6] Gazzaniga M. (1995), *The Cognitive Neuroscience*, MIT Press, New York, 1995

[7] Hayes M. (1999), *Schaums's Outline of Theory and Problems of Digital Signal Processing*, Singapore, McGraw-Hill, 1999

[8] Pickett J.M.(1989), *The Sounds of speech communication*, University Park Press, Baltimore, 1989

[9] Rabiner L., Schafer R. (1992), *Digital Processing of Speech signals*, Prentice-Hall Inc., Engelwood Cliffs, New Jersey, 1992

[10] Titze Ingo R. (1984), *Parameterization of the glottal area, glottal flow, and the vocal fold contact area*, JASA, 75(2), February, 1984, pp.570-580

Автори: Дамян Дамянов, асистент, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *damyan.damyanov@fdiba.tu-sofia.bg*, Васил Гълъбов, доц. д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vtg@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова


# ОСОБЕНОСТИ НА МОДЕЛА НА ФАНТ ОТ ВТОРИ РЕД ПРИ РЕЧЕОБРАЗУВАНЕТО

## Дамян Дамянов, Васил Гълъбов

**Резюме:** Процесът на речеобразуване се описва с модела на Фант, който приема, че процесът е от типа "импулсен източник - филтър". За определяне на параметрите на филтъра съществуват множество методи, повечето от които изискват приемането на хипотезата за линеен чистополюсен филтър. В статията се демонстрира, че моделът на Фант обяснява някои феномени на речеобразуването, като влошена разбираемост например.

**Ключови думи:** системи с речева комуникация, модел на Фант, фаза на отворен глотис, човеко-машинни системи

## CHARECTERISTICS THE MODEL OF FANT OF SECOND ORDER ON SPEECH PRODUCTION

## Damyan Damyanov, Vassil Galabov

**Abstract:** The speech production process is described by the model of Fant, which utilizes the "pulse driver - filter" model. When estimating the coefficients of the filter, one can use many methods, most of which assume an all-pole filter. As it is stated in this paper, the model of Fant explains some of the phenomena of speech production as poor intelligibility for example.

*Keywords:* speech communication systems, model of Fant, phase of open glottis, manmachine systems

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Класическият модел на *Fant* отделя възбуждането от оформянето на отделните звукови компоненти на речта, което позволява приблизително третиране на речевия апарат като линейна система. Белите дробове, създаващи въздушния поток, се представят като постояннотоков източник, изходния сигнал на който се разделя на две части, определящи съответно звучната и беззвучната компонента на сигнала. Импулсният генератор моделира модулирането на въздушния поток от периодичното възбуждане на гласните връзки, а генераторът на шум от образуването на турболенции в местата на промяна на сечението на вокалния тракт. Окончателният речеви сигнал се получава, след като сумираните компоненти преминат през филтър с линейна предавателна функция, моделиращ артикулационния тракт. Съвременното изследване на акустичните явления във фарингеално-оралния тракт започва през 1941 г. с работата на *Chiba u Kajizama* [1]. Фундамента на настоящата теория и практика се изглажда в периода около 1950 г. от *Dunn, Fant, Stevens, House* и др. Системите, обработващи, пренасящи и съхраняващи речеви сигнали, използват разнообразни методи и средства, но всички те са на основата на някакъв модел на функциониране на артикулационния тракт и на потока на звукова скорост след глотиса. Целта на моделирането на процесите на генериране на речевия сигнал е не само да бъдат изследвани неговите свойства и особености, а и да се решат задачите за неговото ефективно кодиране и пренос, за автоматичното синтезиране и разпознаване на реч, за психофизиологични и биометрични приложения и за много други.

В съвременните системи моделът на *Fant* е намерил своята дискретна реализация (фиг.1). За повечето практически приложения може да се приеме, че речевият сигнал се състой от чисто звучни или беззвучни компоненти със съответна амплитуда. Поради постепенната промяна на възбуждането и звукооформянето параметричният анализ може да се извършва поинтервално, като в рамките на 10-40 ms моделът се приема за квазиинвариантна във времето линейна система [2,3,4].

### 2. ПРЕДПОСТАВКА ЗА АНАЛИТИЧНО ИЗСЛЕДВАНЕ

Генерирането на звучен речеви сегмент след z-преобразуването на дискретизирания речеви сигнал се описва с уравнението:

$$S(z) = U_g(z)V(z)L(z)$$
<sup>(1)</sup>

$$U_{g}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} (z^{-K})^{n} G(z) \sigma_{son} = \frac{\sigma_{son}}{1 - z^{-K}} G(z)$$
(2)

Приема се, че периодът на дискретизация T=1, а периодът на основния тон е кратен на него Tp = KT.

Предавателните функции на модела на глотиса, на модела на вокалния тракт и на излъчването през устните могат да се обединят в обща предавателна функция:

$$H(z) = G(z)V(z)L(z)$$
(3)

с което процесът на речеобразуване може да се запише като:

$$S(z) = E(z)H(z) \tag{4}$$

$$S(z) = Z\left\{s(nT)\right\}, \quad s(nT) = s(t)\Big|_{t=nT}$$
(5)

Където E(z) е z-преобразуваното импулсно възбуждане на глотиса.

Приемането на определени хипотези за спектралните свойства на глотиса, на вокалния тракт и на излъчването през устните позволява [4,5] позволява в практиката да бъде използван чистополюсен филтър:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{M} a_i z^{-i}}$$
(6)

за намиране на коефициентите, за което съществуват достатъчно ефективни методи.



Фиг.1 Дискретизиран модел на Fant.

С помощта на процеса на речеобразуване от типа източник-филтър, на основата на модела на *Fant*, успешно се решават голяма част от задачите, свързани с обработката на речеви сигнали. С настоящото изследване ще покажем, че въпреки простотата си, тези модели са в състояние да обяснят и някои феномени на речеобразуването, наблюдавани при промяна на моментното психофизиологично състояние на човека. Такива са изменението на отношенията на амплитудите на формантите честоти (по-дрезгав или по-звънтящ глас), влошена разбираемост и др. За по-голяма разбираемост в по-нататъшните разглеждания ще бъдат напра-

вени следните опростявания, които не променят същността на изводите:

- влиянието на предавателната функция на глотиса и на излъчването през устните ще бъдат пренебрегнати, тъй като не влияят на формантните честоти, а само на тяхното затихване;
- възбуждането от източника ще се разглежда като последователност от правоъгълни импулси;
- затихването на формантните честоти ще се пренебрегне, т.е. полюсите на филтъра на вокалния тракт ще лежат на единичната окръжност;

### 3. ВЛИЯНИЕ НА ВРЕМЕТРАЕНЕТО НА ФАЗАТА НА ОТВОРЕН ГЛО-ТИС КЪМ ПЕРИОДА НА ФОРМАНТНАТА ЧЕСТОТА

Приемаме, че моделът на вокалния тракт е от втори ред:

$$H(s) = \frac{k_1 \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2}$$
(7)

т.е. сигналът ще съдържа само един формант с кръгова честота ω<sub>1</sub>. При възбуждане на филтъра с последователност от правоъгълни импулси от типа:

$$e(t) = \begin{cases} 1, & (m-1)T_g \le t < t_{open\_glottis} + (m-1)T_g \\ 0, & t_{open\_glottis} + (m-1)T_g \le t < mT_g \\ & m = \overline{1, N_{imp}} - 1 \end{cases}$$
(8)

където  $T_g$  е периодът на основния тон, а  $t_{open_glottis}$  е продължителността на фазата на отворен глотис, изходният сигнал на филтъра за първия период на основния тон (m = 1) ще описва както следва:

$$s_{open\_glottis}^{1F}(t) = AO_{open\_glottis}^{1F} - A_{open\_glottis}^{1F} \sin(\omega_{1}t + \varphi_{open\_glottis}^{1F})$$
(9)

за  $t < t_{open elottis}$  т.е. във фазата на отворен глотис, и:

$$s_{closed\_glottis}^{1F}(t) = A_{closed\_glottis}^{1F} \sin(\omega_{1}t + \varphi_{closed\_glottis}^{1F})$$
(10)

За  $t \ge t_{open\_glottis}$  т.е. във фазата на затворен глотис, където:  $Ao_{open\_glottis}^{1F} = k_1$  е постояннотоковата съставка на сигнала при отворен глотис,  $A_{open\_glottis}^{1F} = k_1$  амплитуда на сигнала при отворен глотис  $A_{closed\_glottis}^{1F} = 2k_1 \sin(\frac{\omega_l t_{open\_glottis}}{2})$  амплитуда на сигнала при затворен глотис,  $\varphi_{open\_glottis}^{1F} = \frac{\pi}{2}$  е фазовите отместване на сигнала при отворен глотис  $\varphi_{closed\_glottis}^{1F} = 2\pi - \frac{\omega_l t_{open\_glottis}}{2}$  е фазовите отместване на сигнала затворен глотис  $\omega_1 = 2\pi f_1$  е кръговата честота, съответстваща на форматната честота  $f_1$ . Виждат се следните важни особености:

- и в двете фази на отворен и на затворен глотис формантната честота се определя само от параметрите на филтъра;
- амплитудата на сигнала във фазата на отворен глотис зависи само от коефициента на плоско усилване на филтъра;
- амплитудата на сигнала във фазата на затворен глотис зависи аналогично от коефициента на плоско усилване на филтъра, но и по сложна зависимост от продължителността на предхождащата фаза на отворен глотис към периода на формантната честота;
- аналогично на амплитудите стои и въпросът с фазовите отмествания на сигнала;

Практически това означава, че без да се променят параметрите на филтъра, т.е. геометрията на речевия тракт, промени на продължителността на фазата на отворен глотис могат за засилват или затихват формантните честоти на речевия сигнал. За да се види по-добре това влияние, въвеждаме безразмерен коефициент, пропорционален на времетраенето на фазата на отворен глотис към периода на формантната честота:

$$\mathcal{V}_{\omega_{l}t_{open\_glottis}} = \omega_{l}t_{open\_glottis} \tag{11}$$

За отношението на амплитудите на сигнала преди и след затваряне на глотиса въвеждаме коефициента:

$$\mathbf{r}_{\substack{A_{open\_glottis}}^{1F}A_{closed\_glottis}}^{1F} = \frac{A_{open\_glottis}^{1F}}{A_{closed\_glottis}^{1F}}$$
(12)

Където с *t<sub>closed\_glottis</sub>* = *T<sub>g</sub>* - *t<sub>open\_glottis</sub>* се означава времетраенето на фазата на затворения глотис в рамките на периода на основния тон. Функционалната зависимост между тези коефициенти е:

$$\boldsymbol{r}_{\substack{A_{open_{glottis}}^{1F} A_{closed_{glottis}}^{1F}}} = f\left(\boldsymbol{r}_{\boldsymbol{\omega}_{l}t_{open_{glottis}}}\right) = \left|2\sin\left(\frac{\boldsymbol{\omega}_{l}t_{open_{glottis}}}{2}\right)\right|$$
(13)

Очевидно зависимостта е периодична, като първите няколко периода са показани на фиг.2. Вижда се, че варирайки продължителността на фазата на отворен глотис и без да се променят параметрите на филтъра, т.е. геометрията на вокалния тракт, за дадена формантна амплитуда на генерирания сигнал във фазата на затворен глотис може практически да приеме която и да е стойност от нула (фиг.3) до два пъти амплитудата на отворен глотис (фиг.4).

Този ефект става още по-интересен в рамките на речеви сегмент, съдържащ няколко периода на основния тон.

Тогава, освен коефициента  $r_{\omega_l t_{open_glottis}} = \omega_l t_{open_glottis}$ , върху отношението на амплитудите ще оказва влияние и съотношението на продължителността на фазата



Фиг.2 Отношение на амплитудите на генерирания сигнал преди и след затваряне на глотиса като функция на коефициента  $r_{\omega_{l}t_{open_{glottis}}}$ 



Фиг.3 Генерираният сигнал преди и след затваряне на глотиса при  $r_{\omega_1 t_{open_glottis}} = 2n\pi$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  и съответно  $r_{A_{open_glottis}} A_{closed_glottis}^{1F} = 0$ .



Фиг.4 Генерираният сигнал преди и след затваряне на глотиса при  $r_{\omega_1 t_{open_glottis}} = n\pi$ ,  $n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$  и съответно  $r_{A_{open_glottis}}^{1F} A_{closed_glottis}^{1F} = 2$ .

на затворен глотис към периода на основния тон:

$$k_{full\_imp} = \frac{t_{open\_glottis}}{T_g}$$
(14)

В този случай се поличават сравнително сложни аналитични зависимости. Примерно отношенията на амплитудите на сигнала на фазата на затворен глотис към фазата на отворен глотис за втория период на основния тон се задава с израза:

$$r_{A_{open_glottis}^{1F}A_{closed_glottis}^{1F}} = f(r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}) = \left[4k_{1}\sin(\frac{r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}}{2})\cos(\frac{r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}}{2k_{full_imp}})\right]$$

$$\left[\left(k_{1}\sin(r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}) + k_{1}\sin(2\pi - \frac{r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}}{k_{full_imp}})\right)^{2} + \left(-2k_{1}\sin^{2}(\frac{r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}}{2}) + k_{1}\sin(\frac{r_{\omega_{l}t_{open_glottis}}}{k_{full_imp}} - \frac{\pi}{2})\right)^{2}\right]^{\frac{1}{2}}$$
(15)

### и съответно с графиката от фиг.5.

Очевидно за всеки следващ период изчисляването на това отношение става все по-сложно и се налага използване на съответни числени методи.

Отношение на амплитудите на генерирания сигнал преди и след затваряне на глотиса



Фиг.5 Отношение на амплитудите на генерирания сигнал преди и след затваряне на глотиса за втория период на основния тон.

Въпреки това, може да се направи следния очевиден извод:

Променяйки съотношението на продължителността на фазите на затворен глотис към продължителността на основния тон и без да се променя геометрията на вокалния тракт, мога да се генерират речеви сегменти, при които амплитудата на даден формант за всеки следващ период на основния тон да нараства, да затихва или да не се променя съществено.

### 4. ИЗВОДИ

Проведеното изследване показва, че моделът на *Fant* всъщност адекватно описва много повече феномени на процеса на речеобразуване, отколкото е прието от познатата теория и практика. Причина за това вероятно се крие в генезиса на самия модел. Той е създаден като модел от типа "източник-филтър", за да се опростят процесите на анализ, на параметризация, на конкретна техническа реализация и др. Това се постига, като филтърът се разглежда практически независимо от източника на възбуждане и така за целта могат да бъдат използвани значително по-ефективни методи и средства.

### 5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност към НИС при ТУ-София за финансовата подкрепа по проект № 122ПД0014-08, в рамките на който е проведено настоящето изследване.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Chiba, T., Kajiyama M. (1995), *The Vowel, Its Nature and Structure*, Tokyo-Kaiseikan, Tokyo, 1995

[2] Fant G. (1990), *Acoustic Theory of Speech Production*, Mouton & Co., Hauge, 1990

[3] Hayes M. (1999), *Schaums's Outline of Theory and Problems of Digital Signal Processing*, Singapore, McGraw-Hill, 1999

[4] Rabiner L., Schafer R. (1992), *Digital Processing of Speech signals*, Prentice-Hall Inc., Engelwood Cliffs, New Jersey, 1992

[5] Stevens, K., Hirano M. (1991), Vocal Fold Physiology, Tokyo U.P., Tokyo, 1991

Автори: Дамян Дамянов, асистент, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *damyan.damyanov@fdiba.tu-sofia.bg*; Васил Гълъбов, доц. д-р катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vtg@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р С. Йорданова



# СРЕДА ЗА СЪБИРАНЕ НА ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ДАННИ ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ ДИНАМИКАТА НА ЧОВЕКА-ОПЕРАТОР ПРИ РЪЧНО УПРАВЛЕНИЕ

### Александър Маринчев

**Резюме:** Целта на настоящата работа е разработването на лабораторен стенд за събирането на експериментални данни за човекът-оператор при работата му като управляващо звено в контура за управление. Средата за събиране на данни трябва да отговаря на следните изисквания: възможност за подаване на подходящи изпитателни сигнали към човека; възможност за отчитане и записване на реакцията на човека и други негови параметри (междинни величини, като напр. пулс); поддръжка на различни видове органи за управление (джойстик, волан и др.); поддръжка на различни типове обекти за управление; подходящо визуализиране на регулируемите величини; достатъчно малък такт на дискретизация.

**Ключови думи:** човеко-машинен интерфейс, ръчно управление, изследване на човека-оператор

### ENVIRONMENT FOR COLLECTING EXPERIMENTAL DATA TO STUDY THE DYNAMICS OF HUMAN OPERATOR IN MANUAL CONTROL

### **Aleksandar Marinchev**

Abstract: The purpose of this work is to develop laboratory bench for the collection experimental data of human operator in his work as a management unit in the control loops. The environment for data collection must meet the following requirements: possibility for the feeding of proper test signals to the man; the possibility of measuring and recording the response of humans and other relevant parameters (intermediate variables, eg. pulse); support for various types of control units (joystick, wheel, etc..) support different types of control objects; adequate visualization of the adjustable parameters; small enough sampling time.

Keywords: human-machine interface, manual control, study of human operator

### 1. УВОД

В днешно време човекът-оператор е неразделна част от почти всяка автоматизирана система. Операторите подават управляващи въздействия към машините и процесите посредством различни органи за управление. Въпреки дългата история на ръчното управление все още липсва общоприето математическо описание на динамиката на системата човек-машина. В момента характеристиките на човека-оператор се отчитат отделно за различните обекти за управление посредством емпирични зависимости.

Целта на изследването е да се получи математическо описание на човека позволяващо хармоничното му разглеждане съвместно с техническите системи.

Разглеждането на човека като регулиращо звено в системата човек-машина и описанието на характеристиките му чрез използване на средствата и методите на теорията на автоматичното управление при отчитане на неговите психологични и физиологични качества дава следните предимства:

- постига се единен начин за представяне на всички компоненти от контура за управление;

- получените изводи за поведението на човека като управляващо звено са в обичайните за инженерната практика вид и терминология [1].

За да се постигне това е необходимо да се получи достатъчно точен математичен модел за човека-оператор. Получаването на математичен модел може да се осъществи по два начина: теоретично и експериментално. Тъй като човекът представлява много сложна физическа система, не е възможно точното теоретично математическо описание, за това математичният му модел се получава експериментално – извършва се идентификация. Събирането на подходящи експериментални данни е изключително важно са създаването на точен математичен модел.

# 2. ВХОДНО-ИЗХОДНИ ДАННИ

Опитната постановка за събиране на данни за човека-оператор представлява затворен контур за управление. Схемата на този контур за управление е показана на фиг.1:



#### Фиг.1

Изследваният човек-оператор се включва като регулатор, на който се подава информация за заданието и регулируемата величина или тяхната разлика, а той подава управляващо въздействие към обекта за управление. Заданието и регулируемата величина се представят на човека посредством подходяща визуализация, а човекът-оператор подава управляващите въздействия посредством орган за управление. Визуализацията и органа за управление са приети за пропорционални звена с известен коефициент на пропорционалност. Обектът за управле-

ние е с точно определена предавателна функция и неговото поведение се симулира на персонален компютър в среда на MATLAB [4].

Стойностите на сигналите означени на схемата с червени стрелки се записват през зададен интервал от време – такт на дискретизация. Сигналите които се записват са следните:

1. Задание – това е входен сигнал за човека оператор и представлява бял гаусов шум. Тъй като човекът има ограничена честотна лента е необходимо изпитателните сигнали подавани към него да се ограничат по честота. Програмното осигуряване което генерира заданието дава възможност за ограничаване на честотната лента на белия гаусов шум посредством нискочестотен филтър с възможност за избор на честотата на срязване между 0.1 Hz – 2 Hz. При ограничаването на честотната лента на белия шум обаче се изменя неговата автокорелационна функция, което затруднява в последствие идентификацията, за това към белия шум се прибавя константа, която се изменя скокообразно в случайни моменти от времето. Примерен вариант на заданието е показан на фигурата:



Фиг.2

2. Управляващо въздействие – реакцията на човекът, която се подава като входен сигнал на обекта за управление.

3. Регулируема величина – изходът на обекта за управление.

Освен посочените сигнали, по време на експеримента се оценяват и записват данни за психо-физиологичното състояние на човека, които могат да се осъществяват по някой от следните методи [2]:

Психологични методи;

- Директно измерване на физиологични параметри - електро-кардиограма (ЕКГ), електромиограма (ЕМГ), електроенцефалограма (ЕЕГ), дихателен обем, честота на дишане, кожно-галванични реакции, кожна и ректална температура, кръвно налягане, сатурацията на кислород в кръвта и др.;

- Биологичните методи.

# 3. ОРГАНИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ

Опитната постановка поддържа включването на различни видове органи за управление. Поддържаните органи за управление са всички видове аналогови джойстици и волани работещи със стандартните драйвери на MS Windows. Характеристиките на органите за управление (дължина на лоста, диаметър на волана и др.) трябва да се отчетат и запишат за определяне на коефициента на усилване при последващата идентификация. На фиг.3 са показани някои органи за управление.



Фиг.3

Някои от органите за управление позволяват движение в две направления – по х и по у (джойстик), а други само в едно (волан). Опитната постановка е направена така, че позволява извършване на експерименти както по едно направление (само по х или само по у) така и в двете едновременно. Визуализацията се състои от фигури на екрана, които менят местоположението си в зависимост от стойностите на сигнали от контура за управление (фиг.1). Стойността на регулируемата величина съответства на положението на синя окръжност. Заданието се представя като положението на зелен квадрат (фиг.4.а) или две успоредни линии (фиг.4.б).

Разликата между заданието и регулируемата величина (грешката) се представя с червени отсечки отстрани на синята окръжност. Програмното осигуряване позволява да се изключва показването на заданието или на грешката. Визуализацията от фиг.4.а е подходяща за изследване при движение в две направления, освен това при нея не се виждат предишните стойности на заданието, а само текущата. Визуализацията от фиг.4.б е приложима само при движение в едно направление, но показва освен текущата стойност на заданието и предходни стойности за определен период от време.



Фиг.4.а



# 4. ДРУГИ ФУНКЦИИ

1) Програмното осигуряване позволява извършването на експерименти с 12 различни обекта за управление. Предавателните функции на обектите за управление са показани в таблицата:

	Гаолицат
1. $W(s) = K$	7. $W(s) = K \cdot e^{-\tau s}$
2. $W(s) = \frac{K}{s}$	8. $W(s) = \frac{K}{s} \cdot e^{-\tau s}$
3. $W(s) = \frac{K}{Ts+1}$	9. $W(s) = \frac{K}{Ts+1} \cdot e^{-\tau s}$
$4. W(s) = \frac{K}{s^2}$	10. $W(s) = \frac{K}{s^2} \cdot e^{-\tau s}$
5. $W(s) = \frac{K}{Ts - 1}$	11. $W(s) = \frac{K}{Ts - 1} \cdot e^{-\tau s}$
6. $W(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$	12. $W(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \cdot e^{-\tau s}$

Изборът на обект за управление става като се стартира съответния m-файл в който могат да се конфигурират стойностите на параметрите на неговата предавателна функция.

2) Оценяване на психо-физиологични характеристики на човека оператор – извършва се посредством директно измерване на пулса и на сатурацията на кислород в кръвта посредством пулсоксиметър (фиг. 5), който е портативен, лесен за употреба, със сонда позволяваща неинвазивни измервания по време на работата на човекът-оператор. Пулсоксиметъра позволява свързване към персонален компютър с което се улеснява събирането на данни и последващият им анализ.



Фиг. 5

## 5. ПРИМЕР ЗА ИЗВЪРШВАНЕ НА ЕКСПЕРИМЕНТ

Изследването се извършва в среда на МАТLАВ и се състои в следното: задаващата величина са екранните координати на центъра на изображение на квадрат (фиг.4ла). Изследваният човек-оператор посредством джойстика движи по екрана окръжност, като целта му е да задържи окръжността върху квадрата. Екранните координати на центъра на окръжността се явяват регулируемата величина. Грешката – отклонението на центъра на окръжността от центъра на квадрата - може да се визуализира като червени отсечки (фиг.4ла) в съответната посока по х и по у, с дължина, пропорционална на грешката в съответното направление. Положението на джойстика съответства на управляващ сигнал, който постъпва към модел на обекта за управление, изходът на който е регулируемата величина [3].

По време на експеримента през определен интервал от време, съответстващ на такта на дискретизация, се записват задаващата величина (екранните координати на центъра на квадрата) и управляващия сигнал (положението на джойстика). Приема се, че предавателните характеристики на органите за управление (джойстик) и на индикаторните прибори (процеса на визуализация върху монитора) са пропорционални звена и са интегрирани към предавателната характеристика на човека като регулиращо звено. Те формират коефициента К в предавателната функция на човека. След приключване на експеримента събраните данни се записват във файл за да се използват за идентификация и се определят параметрите на модела на човека-оператор като регулиращо звено.





На фиг.6 са показани входно изходни данни събрани от експеримент, където: органът за управление е джойстик; използва се визуализацията от фиг.4.а; обектът за управление е номер 3 от табл.1; движенията са фиксирани само в едно направление – по х. Сигналите показани на фигурата са: най-отгоре – тестовият сигнал; в средата – изходът на обекта за управление; най-долу – управляващите въздействия подавани от човека.

На фиг.7 са показани входно изходни данни събрани от експеримент, където: органът за управление е джойстик; използва се визуализацията от фиг.4.а; обектът за управление е номер 5 от табл.1.

### БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказват своята благодарност към НИС при ТУ-София за финансовата подкрепа по проект № 112пд042-8 в рамките на който е проведено настоящето изследване.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Гълъбов В.(2010), *Човеко-машинни системи за управление*, ТУ-София, София, 2010

[2] Георгиев Г., (2012), *Разработване на прибор за неинвазивно измерване на парциалното налягане на кислород в кръвта*, дипломна работа, София, 2012

[3] Маринчев А., Гълъбов В. (2011), *Експериментално изследване на човека оператор като управляващо звено в контура на управление*, Международна конференция автоматика и информатика '11, София, 2011, стр. В-57 – В-60

[4] *MATLAB Reference Guide*, The MathWorks Inc.,1992

**Автор:** Александър Пламенов Маринчев, маг. инж., докторант, хон. ас. към катедра Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, Технически Университет София; *email: alabasha@mail.ru* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р В. Гълъбов



# ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОРГАНИЗАЦИОННИ СИСТЕМИ – СПЕЦИФИКА И ПРОБЛЕМИ

### Александър Хотмар

**Резюме:** Целта на настоящия материал е да представи цялостна картина на проблемите, свързани с изследването на организационни системи. Съдържанието представя най-важните и често срещани проблеми, описани в много широк спектър литературни източници. Очертаните насоки за развитие се базират на продължителни лични наблюдения върху организационната практика на множество български компании.

**Ключови думи:** организация, мениджмънт, организационно поведение, организационна теория, управление

# INVESTIGATION OF ORGANIZATIONAL SYSTEMS-CHARACTERISTICS AND PROBLEMS

## **Alexander Hotmar**

Abstract: The goal of this article is to present the overall overview of problems, related with investigation of organizational systems. The content explains the main and most frequent problems, described in numerous studies. Outline directions for progress are based on prolonged personal observations over organizational practice in Bulgarian companies.

*Keywords:* organization, management, organizational behaviour, organizational theory

# 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Изискванията за функционирането на организациите (по специално стопанските) се определят от множество на брой фактори на заобикалящата среда – икономически, технически и др. Основните от тях са: (1) динамичност на пазарните условия, (2) сложност на произвежданите стоки и услуги и (3) динамика на продуктовите иновации. Всички те в последните 100 години са претърпели сериозно покачване. Резултат от това е многократно увеличение както на степента на сложност на организацията на производството и бизнеса на компаниите, така и нуждата от многократно увеличаване на скоростта на промени в продуктите и във вътрешно фирмените механизми на работа. Всичко това поставя въпроса за анализа и управлението на организационните системи на преден план, като тенденцията е за увеличаване на важността му в обозримо бъдеще.

# 2. ОСНОВНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ОРГАНИЗАЦИИТЕ

Традиционно организациите се разглеждат като типични хибридни системи функциониращи в хибридна среда. Това е продиктувано от съчетаването в единно цяло на разнотипни по своя характер и природа на функциониране обекти. Най-общо погледнато могат да се отличат две основни групи такива – машини и персонал. Машините преобладаващо се характеризират с висока степен на определеност и предсказуемост, продиктувани от основни физични закономерности и детерминистични инженерни методи на конструиране. От друга страна поведението на персонала е било и остава далеч по-малко детерминирано. Това се дължи на редица фактори, като психологически характеристики, несъпосочност на интересите, емоции и др. Всеки представител на тези две групи се характеризира със собствени особености уникални за самия него (валидно в по-голяма степен за хората и в по-малка степен за машините – възможен е вариант за наличие на идентични машини в рамките на едно предприятие, но идентични служители не). Въпреки това представителите на дадена група се третират със сходни по своят характер подходи и методи – инженерна методология за машините и стопанска (икономическа) за персонала.

Очертаната картина предполага наличието на естествено възникващи трудности и конфликти при съчетаването в едно на елементи от двете групи – именно такава комбинация е организацията със стопанска цел. Това се дължи на съществено различаващия се характер на обектите, принципно разнородните методи за анализ и управление и трудната съпоставка и трансформиране на резултати от единия методологичен апарат в другия и обратно. Ситуацията се усложнява съществено от наличието на йерархичност при организирането на обектите от всяка група (фиг.1) [3].



Фиг.1 Йерархичност и взаимосвързаност

# 3. ОСНОВНИ ТРУДНОСТИ ПРИ АНАЛИЗА НА ОРГАНИЗАЦИИТЕ

Проблемите при анализа на организационните системи са пряко следствие от основните им характеристики, най-вече от различния характер на елементите и връзките им и от високата степен на свързаност. Това довежда до възможността за относително лесно съставяне на частични модели на подсистеми на организациите, които обаче е трудно да бъдат интегрирани. Още по-трудна задача се оказва определянето на влиянието на дадена подсистема и нейните параметри и

функциониране върху постигането на целите й – основно финансови резултати в оперативен, тактически и стратегически времеви план. С разрешаването на този фундаментален за компаниите проблем се занимават специалистите по организационно консултиране – област имаща статус по-скоро на изкуство отколкото на наука. Инструментариума с който се борави [1] включва разнообразни методи и инструменти, характеризиращи се с висока степен на субективност, рядко наличие на количествено измерими величини и съществена нееднозначност (резултатите от приложението в едни организации рядко са съпоставими с тези получени в други).

В допълнение анализът на организациите е свързан със съществени разходи за труд и времеемкост. Последното не рядко довежда до получаване на факти, показващи отминало състояние на организационните системи – състоянието на системата и средата са се променили съществено за времето необходимо за провеждането на изследването. Като се добави и времето за определяне на подходящите действия и тяхното прилагане на практика се достига до управляващи въздействия подходящи за организацията, но в нейното близко минало т.е. налице е съществено по своя размер чисто закъснение.

Техническите проблеми при анализа на организационните системи са свързани с трудната наблюдаемост на редица важни параметри като мотивираност на персонала, предвиждане на посоката на движение на пазара и др. Същевременно в редица случаи за установяване на определени зависимости са необходими и експериментални мероприятия. Те се характеризират с потенциален риск от нарушаване на работата на организацията, "изкривени" резултати в следствие на променено функциониране предизвикано от самото провеждане на експеримента – най-често се изразява в завишаване на резултатите от служителите поради добросъвестното им желание да помогнат на експеримента или недобросъвестното им желание да прикрият проблеми свързани с тяхната работа.

Налице са и два основни проблема при окончателното оформяне на резултатите от анализа предизвикани от факта, че към настоящия момент не разполагаме с цялостен модел на организационните системи. Това са невъзможността за целеви количествен анализ и несъпоставимостта на резултатите от отделните частични изследвания (или управляващи въздействия/ получен резултат). На този етап не съществува методология, която да ни позволява, дори с приближена точност, да оценим връзката между измерими количествени параметри на организацията и постигането на целите й. Вторият проблем за съпоставимостта на резултатите може да се илюстрира най-лесно с пример. Не е известен начин да определим дали изразходването на X пари за подобряването на мотивираността на служителите (представлява количествено неизмерим показател) и намаляване на текучеството например с 3%, подобрява постигането на целта на дадена организация, целяща максимална печалба.

# 4. СЛЕДСТВИЯ ОТ ОСНОВНИТЕ ТРУДНОСТИ ПРИ АНАЛИЗА НА ОРГАНИЗАЦИИТЕ

Последствията от маркираните трудности при анализа на организациите са няколко. Липсата на ясни и точни критерии за оценка на резултатите от промени и

инвестиции в определени сфери (основно свързани с човешката част) и подсистеми логично подтиква ръководните кадри да слагат акцент върху тези, които нямат този недостатък (основно машинната част). Друго следствие е наличие на малко на брой добре управлявани елементи и подсистеми и оставащ съществен по своя размер неизползван ресурс в множество други области.

Илюстрация на казаното до тук е традиционното в последните години съсредоточаване на вниманието върху внедряването на ERP системи. Акцентът при тях е именно върху аспектите подлежащи на относително точно описание, като производство, счетоводство и др. Същевременно ръководителите на не една успешна компания подчертават, че ключът към успеха им е активното използване на потенциала на човешкия фактор.

Ситуацията в България се характеризира с още една особеност – готовността на управляващите организациите лица да инвестират средства в хардуер, но почти пълния отказ за изразходване на пари за интелектуални придобивки. Това традиционно за нас материалистично мислене в голяма степен обяснява моментното състоянието на повечето предприятия у нас – не лошо обезпечаване с машини и съоръжения и катастрофалното им използване и поддръжка. Като аргумент за последното може да се приведе личната непосредствена констатация на следния случай: голямо българско металургично предприятие експлоатиращо множество първокласни пещи работещи на газ беше допуснало в продължение на години функциониране на част от тях без управление на димоходна клапа. Резултатът от този факт – пещи с работещи димоходни клапи и контури за регулиране на налягане в пещта консумират 90 нм3/ч, а тези с неработещи 360 нм3/ч. Стойностите не се нуждаят от коментар. Същевременно управляващите производството бяха склонни да разгледат оферта за инсталиране на скъпоструващи системи за измерване на съдържанието на кислород в изходящите газове, чрез които би могло да се постигне икономия в рамките на 3-5%.

### 5. БЪДЕЩЕ И ПЕРСПЕКТИВИ

Очертаната картина на организационното управление към настоящия момент има тъмни краски и неясни перспективи за развитие. Това от една страна обуславя класифицирането на организационното управление към категорията на "ненауките", а от друга дава отлична възможност за изява на изследователите в област богата на проблемни точки и с големи очаквани ползи от разрешаването им. Логичен интерес представляват насоките, в които може да се очаква съществен напредък по пътя на еволюцията на организационната наука. В тази връзка могат да се отбележат три момента – два свързани с принципното реализиране на анализа и един чисто технически.

Към настоящия момент има два основни подхода при анализирането и решаването на организационни проблеми – единият е събиране на екип от разнообразни специалисти, а вторият работа с един (или няколко) експерт по организационно управление. Първият подход е широко използван в практиката, особено от големите компании (както доставчици така и клиенти), които могат да си позволят съществените разходи за анализа. При него се наблюдава повтарящ се принципен системен недостатък – анализ и преструктуриране на организационни елементи, които сами по себе си започнат да работят добре, но организацията като система не постига подобен положителен резултат (в някои случаи резултата дори е отрицателен). Този на пръв поглед абсурден парадокс е всъщност много лесно обясним – природата на съвременните стопански организации е такава, че основния акцент (и генерирана полза) пада върху правилното активно взаимодействие на подсистемите на организационната система, а не толкова върху качеството на работата на всяка отделна част. От тук се очертава и насоката за потенциална еволюция на екипния подход при анализа на организациите – отделните специалисти в екипа трябва да са в състояние да координират действията си, съпоставят резултатите от отделните специализирани области и т.н. с цел да проектират цялостно системата. Всички тези необходимости към настоящия етап са или невъзможни или трудно постижими с много неточни, ориентировъчни резултати.

Вторият подход към организационния анализ е посредством използването на специалист по организации също се използва широко в организационната практика. Този тип услуга обикновено се предоставя от малки по размер консултантски фирми, а клиентите варират по своя размер. По собствена субективна оценка именно този подход е в състояние да донесе най-големи ползи за организациите. Основният му недостатък е свързан с голямата субективност при избора на "правилния" консултант. Проблем представляват и в известен смисъл издигането му като гуру, както и нерядко срещаното недоверие от страна на ръководители и служители на организацията клиент, относно направените заключения и препоръки. Потенциален еволюционен път на този подход към анализа на организациите може да се очаква да бъде развитието (изобретяването или заимстването) на фундаментален, методологичен апарат, предназначен за анализ на организационните системи в цялост. Това означава да е възможен анализ на всеки от организационните компоненти и подсистеми и съпоставката на резултатите им. Най-важното свойство, което трябва да притежава инструментариума е възможност за оценка (поне приблизителна) на връзката управляващо въздействие/ цели на организацията. Истинското предизвикателство се корени в безкрайно многото комбинации на управляващи въздействия, които след системното си взаимодействие водят на практика до трудно предсказуем резултат.

Третият основен момент при организационния анализ и управление е техническото обезпечаване на процесите. Към настоящият момент за това служат системите за управление на бизнеса (ERP) и прилежащите системи от по-ниско ниво (MES, SCADA и т.н.). Ако се съди по мненията изказвани от консултанти по внедряване на ERP системи или техните производители, слушателят остава с усещането, че организационното управление е отлично проучена област, а натрупаното знание е формализирано и сведено до програмна реализация. При повнимателен анализ обаче става очевидно, че тези системи извършват автоматизация на администрирането на управленските дейности, като акцента е върху онези елементи от организацията, поддаващи се на формално количествено описание. Това безспорно води до редица предимства като бързодействие, отчетност, възможност за оптимизации и т.н., но и същевременно се пропуска онази част от организациите (основно елементите свързани с човешкия фактор) имаща решаващо значение за успеха в съвременния динамичен свят. Налице е и друг съществен проблем с ERP системите – тяхната огромна сложност и непонятност на повечето от служителите в компаниите. В източник [4] е показана потресаваща статистика за успеваемостта на внедряванията им, степента на неудовлетвореност на служителите, просрочването на очакваните срокове за внедряване и разходите по внедряването. Мнението на консултанти по организационно управление е, че дадената статистика и дори занижена. Това се дължи на редица особености, но като илюстрация може да се даде факта, че за успешно внедряване на ERP се смятат случаи, в които системата успее да се изплати. Това често се постига само от автоматизацията на документооборота.

Еволюционният път при системите за управление на бизнеса ще зависи в огромна степен от еволюцията на методологичния апарат на организационната наука. От техническа гледна точка по мое мнение основният им проблем е непосилната за човека сложност. Потенциален начин на разрешаване на този въпрос е интегрирането на възможности за работа със скриптови езици за програмиране в самите среди и даването на възможност на интелигентния, програмно грамотен потребител посредством по-голям на брой действия (но от значително по тесен набор) да получи желания от него резултат.

### 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проблемите на организационното управление към настоящия момент съставляват основното предизвикателство пред съвременните стопански организации. Наблюдава се трайна тенденция на намаляване на разликата в технологичната обезпеченост между най-добрия и най-слабия участник в даден бранш. В основата на успеха стоят организационните възможности на компаниите [2], а тяхното подобряване на този етап е по-скоро изкуство отколкото наука. Логично е да се очаква задълбочено и динамично разработване на проблемите на организационното управление в обозримо бъдеще.

### ЛИТЕРАТУРА

[1]Пригожин А.И. (2003) *Методи развития организаций*. МЦФЕР, Москва; [2]Liker J. (2004) *The Toyota Way*. McGraw-Hill, New York;

[3]Schermerhorn J., Hunt J., Osborn R., Uhl-Bien M. (2010) *Organizational Behavior 11th Edition*. John Wiley&Sons, New York;

[4]http://www.enterpriseirregulars.com/11871/erp-failure-new-research-and-statistics/

**Автор:** Александър Хотмар, инж. маг. докт. хон. ас. катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, *email:*; *hotmar@abv.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Проф. д-р Сн. Йорданова



# ПРИЛОЖЕНИЕ НА ОПТИМАЛНИ ПО КРИТЕРИИ МИНИМУМ РАЗХОД НА ЕНЕРГИЯ УПРАВЛЕНИЯ ВЪРХУ РЕАЛЕН ОБЕКТ

## Стефан Диков

**Резюме:** В настоящия доклад се представят резултатите от изследване за разхода на енергия и качеството на преходните процеси при управление с алгортитми базирани на теорията за оптимално по енергия управление. Дадени са някои препоръки при избора на критерий за оптимизация, както и за конкретни настройки на параметъра продължителност на преходния процес, при управлението на технологични обекти.

Разработката е извършена с използването на реален обект за управление, с цел извеждане на максимално достоверни резултати.

Ключови думи: управление, икономия на на енергия, оптимални алгоритми.

# APPLICATION OF OPTIMAL CONTROL BY CRITERIA MINIMAL ENERGY CONSUMPTION OVER A REAL OBJECT

## **Stefan Dikov**

**Resume**: The following report introduces the results of a piece of research on energy consumption and the quality of step response when control is maintained via algorithms based on the theory of optimal energy control. Some recommendations are given regarding the choice of criterion for optimisation and specific settings of the continuance of the step response process parameter when controlling technological objects. The research was conducted with the use of a real object of control with the purpose of receiving reliable results.

Key words: control, economy of energy, optimal algorithms.

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Чрез реализиране на енергоикономично управление в промишлените инсталации се подобрява енергийната ефективност на производството, което води до повишаване на конкурентноспособността, намаляване на потреблението на енергоресурси и на замърсяването на околната среда и като цяло до подобряване качеството на живота.

Наред с технологичното усъвършенстване на производствените процеси, разработването на безотпадни технологии, статичната и динамичната опитимизаця на процесите са едни от основните подходи за намаляването на енергопотреблението.

Динамичната оптимизация е абсолютно наложителна при управлението на енергоемки процеси или при такива с честа промяна на натоварването. Този вид оптимизация на управлението осигурява преходни процеси с най-малък разход на енергия. В зависимост от естеството на енергоносителя, критерият за оптимизация е минимум разход на гориво или минимум разход на електрическа енергия.

### 2. ОПТИМАЛНО ПО РАЗХОД НА ГОРИВО УПРАВЛЕНИЕ НА ТЕХНОЛОГИЧНИ ОБЕКТИ

Критерият за оптимално по разход на гориво управление, известен също като критерий за минимален разход на топлинна енергия, се изразява чрез следния функционал:

$$J = k \int_{0}^{t} |\mu(t)| dt \to min, \tag{1}$$

при ограничение:

$$|u(t)| \leq M$$

(2)

където:  $\mu(t)$  е регулиращо въздействие,

М – максимално допустима стойност на регулиращото въздействие,

Т – продължителност на преходния процес,

k – дименсионен коефициент. При размерност на регулиращото въздействие дебит на гориво – kg/s, или  $m^3/s$ , размерността на k е съответно J/kg или  $J/m^3$ , при което подинтегралната функция има дименсия на мощност, J/s, а стойността на (1) – дименсия на енергия, J.

Подинтегралната функция е в абсолютна стойност, тъй като енергоносителят може да бъде топло- или студоносител.

Обектът със саморегулиране се приема със структурна схема от фиг.1 и предавателна функция от вида:

$$W_o(p) = \frac{k_o}{1 + pT_1} \cdot \frac{1}{1 + pT_2}$$
(3)

където:  $k_o$  е статичен коефициент на усилване на обекта,

 $T_1$  и  $T_2$  –времеконстанти на обекта,

*х* – основна регулируема координата,

*x*<sub>1</sub> – междинна регулируема величина.

$$\underbrace{\mathbf{y}}_{1+pT_1} \xrightarrow{\mathbf{x}_1} \underbrace{\mathbf{x}_1}_{1+pT_2} \xrightarrow{\mathbf{x}}_{\mathbf{x}_1}$$

Разходът на гориво е свързан с продължителността на преходния процес. При зададени начални и крайни условия, изразени съответно:

$$\begin{aligned} x_1(0) &= x(0) = 0 \\ x_2(T) &= x(T) = x \end{aligned} \tag{4}$$

$$x_1(T) = x(T) = x_{\text{yer}} \tag{5}$$

Оптималното по разход на гориво регулиращо въздействие  $\mu$ , удовлетворяващо критерия (1), се представя:

$$\mu = M \operatorname{при} t = 0 - T_{\pi}, 
\mu = 0 \operatorname{прu} t = T_{\pi} - T,$$
(6)

където:  $T_n$  е моментът, в който регулиращото въздействие от максимална стойност M се превключва на стойност 0,

T – продължителност на преходния процес.

Стойностите на Tn и T са функции на параметрите на обекта и за обект, представен с (3), се определят от система трансцендентни уравнения:

$$T = T_1 \ln \frac{k_o M \left( e^{\frac{T_n}{T_1}} - 1 \right)}{x_y}$$

$$T = T_2 \ln \frac{k_o M \left( e^{\frac{T_n}{T_2}} - 1 \right)}{x_y}$$
(7)

Особеното при оптималното по гориво (топлинна енергия) управление е, че между разхода на енергия и продължителността на преходния процес не съществува еднозначна зависимост. Съществува една продължителност на преходния процес  $T_{opt}$ , при която разходът на енергия е най-малък и при която регулиращото въздействие е от вида посочен в (6) –  $\mu = \{M, 0\}$ .

## 3. ОПТИМАЛНО ПО РАЗХОД НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ УПРАВЛЕНИЕ НА ТЕХНОЛОГИЧНИ ПРОЦЕСИ

Критерият за оптимално по разход на електрическа енергия управление се изразява чрез следния функционал:

$$I = k \int_{0}^{t} \mu^{2}(t) dt \to min$$
(8)

при ограничение:

 $|\mu(t)| \le M \tag{9}$ 

където:  $\mu(t)$  е регулиращо въздействие,

М – максимално допустима стойност на регулиращото въздействие,

Т-продължителност на преходния процес,

k – дименсионен коефициент. При размерност на управляващото въздействие – електрическо напрежение,  $V^2$ , размерността на  $k \in 1/\Omega$ , при което подинтегралната функция има дименсия на мощност, W, а стойността на (8) – дименсия на енергия, Ws.

Обектът със саморегулиране се приема със структурна схема от фиг.1 и предавателна функция от вида на функция (3).

При зададени начални и крайни условия, изразени съответно с (4) и (5), оптималното по разход на електрическа енергия управление, удовлетворяващо критерия (8) се представя:

$$\mu = \frac{k_o c_1}{2T_1} e^{t/T_1} - \frac{k_o c_2}{2(T_1 - T_2)} e^{t/T_2}, \quad \text{при } t = 0 - T$$

$$\mu = \frac{x_{\text{yer}}}{k_o}, \quad \text{при } t > T$$
(10)

където  $c_1$  и  $c_2$  са известни константи, зависещи от параметрите на обекта, началните и крайни условия и продължителността на преходния процес *T*. При оптималното по разход на електрическа енергия управление е установена еднозначна зависимост между разхода на енергия и продължителността на преходния процес. С намаляване продължителността на преходния процес разходът на енергия се увеличава и обратно.

### 4. ОПИСАНИЕ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

На фиг.2 е показана принципната схема на обекта за управление. Той представлява съд за подгряване на вода, който е част от физичен модел на "Химически реактор", в лаборатория 9302 на ТУ София. В съда постъпва флуид (вода) с дебит *F*[kg/s] и температура  $\theta_{\mu}$ [°C], която се нагрява от електрически нагревател (ЕН) и изтича през преливник с дебит *F* и температура  $\theta_{\kappa}$ [°C].



Фиг.2. Принципна схема на лабораторен физичен модел "Химически реактор – нагревателен съд"

Ако се пренебрегнат топлинните загуби, то в установен режим температурата на изтичащата вода  $\theta_{\kappa}$  би следвало да се определя от зависимостта известна като закона на Джаул–Лени (10.1):

$$\theta_{\rm x} = \theta_{\rm H} + \frac{U^2}{F.R.c'} \tag{10.1}$$

където: *U* е захранващо напрежение подавано към награвателя, [V];

c – специфичен топлинен капацитет на водата, който в неголям температурен диапазон може да се приеме с постоянна стойност, [J/kg.°C], за водата с = 4.18 [kJ/kg.°C],

R – омичиско съпротивление на нагревателя,[ $\Omega$ ].

Нагревателят се захранва чрез управляем тиристорен блок (ТВ) или през полупроводниково реле тип SSR. В първия случай подаваното към нагревателя напрежение се изменя плавно и в границите 0÷230 VAC. При регулиране посредством SSR (полупроводниково силнотоково реле) се реализира ШИМ с честота 1Hz и амплитуда 230 VAC [1]. Алгоритмите за управление са реализирани посредством два индустриални контролера – Simatic S7 315 и Simatic S7 214 и тяхното изпълнение може да бъде наблюдавано и контролирано с помощта на операторска станция (PC) или сензорен панел. Температурата в съда се следи от термосъпротивителен датчик (PT100), снабден с трансмитер със стандартен изход 4-20 mA. За отчитане на изразходваното количество енергия се използва анализатор на напрежение (електромер) от вида PAC 3100, който подава импулси към контролера отчитащи изразходваната от нагревателя активна и реактивна енергия.

## 5. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Оптималните по минимум разход на електрическа енергия и гориво алгоритми са практически много трудно реализуеми. При наличие на топлинни обекти, чието топлинно състояние се управлява с електрическа енергия, преобразуването на която в топлина се осъществява по закона на Джаул–Ленц (10.1), е възможно да се използва ШИМ на регулиращото напрежение. По този начин оптимизацията по енергия се осъществява по критерий за минимум разход на гориво, което позволява сравнително лесно да се реализира приближено оптимално по разход на енергия управление на топлинния обект.



Фиг.3. Преходна характеристика на обекта и модела при µ=100%

Съществена особеност на оптималните по електрическа енергия и по гориво алгоритми е необходимостта от наличие на точен модел на управлявания обект. При тяхното излолзване се реализира управление без обратна връзка което ги прави практически неприложими за обекти с променливи параметри. Друг основен недостатък е липсата на решение за точните коефициенти за настройка при обекти с ред по-висок от 2-ри.

За целите на изследването са проведени множество реални експерименти при стабилизирани основни смущаващи въздействия – *F* и  $\theta_{\mu}$ . Снетите данни са обработени. Извършена е идентификация на обекта, с помощта на предварително подготвена програма, работеща в програмна среда MatLab. В нея като вход се подават два вектора със стойности – вектор miu (отговарящ на стойностите подавани във времето като управляващи въздействия към обекта –  $\mu[\%]$ ) и вектор tita (отговарящ на стойностите на изхода на обекта във времето –  $\theta_{\kappa}[^{\circ}C]$ ).

Като резултат от изпълнението на програмата се връща модел на обекта от вида на формула (3), представен в (11) и фиг.3.

$$k_o = 0,226 \left[\frac{y_0}{c_c}\right], T_1 = 450 [s], T_2 = 44 [s].$$
 (11)

### 6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

На база получения модел на обекта са проведени серия от експерименти, при които се реализира оптимално управление по вече описаните алгоритми.

За реализиране на оптимално по разход гориво управление съгласно (6) се изчислява  $T_{opt}$ , чрез заместване на стойностите от (11) в система трансцендентни уравнения (7). Получените стойности за моментите на превключване са:



Фиг.4. Преходна характеристика на обекта при управление на обекта по критерий минимум разход на гориво

Изчисленото управляващо въздействие се подава към обекта под формата на ШИМ с честота 1Hz и амплитуда 230 VAC, при което оптимизацията по енергия се осъществява по критерий за минимум разход на гориво.

На фиг.4 е представена преходната характеристика на обекта при управление от вида (6) с изчислени стойности от (12). Консумираната активна и реактивна енергия по време на преходния процес, отчетени от електромера са съответно:

 $P_1 = 0,214 [kWh] n Q_1 = 0,00 [kvarh].$  (13) При реализиране на оптимално по електрическа енергия съгласно (8) със сходна продължителност на преходния процес (близка до  $T_{opt}$ ), при ограничение (9), се получават следните коефициенти за (10):

$$C_1 = 4702, C_2 = 6,57 \text{ n } T = 330 [s]. \tag{14}$$

В този случай управляващото въздействие се подава към награвателя чрез тиристорния блок (ТБ), като изменение на опорното напречение в диапазона 0÷230 VAC.





На фиг.5 е представена преходната характеристика на обекта при управление от вида (10) с изчислени стойности от (14). Консумираната активна и реактивна енергия по време на преходния процес, отчетени от електромера са съответно:

 $P_2 = 0,214 [kWh] u Q_2 = 0,08 [kvarh].$  (15) От фиг.4 и фиг.5 ясно се вижда, че основната регулируема величина има апериодичен характер на изменение в преходните процеси. Консумираното количество енергия е еднакво – съгласно (13) и (15). При оптималното по гориво управление преходния процес е с продължителност  $T_{opt}$ , което е с около 10% помалко от продължителността на преходния прцес (*T*) при оптималното по електрическа енергия управление.

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От получените експериментални резултати може да се стигне до няколко заключения.

При двата вида управление се постигат еднакви разултати по отношение на консумираната енергия, по време на преходния процес. Прилагането на оптималното по гориво управление, обаче, има няколко предимства пред оптималното по електрическа енергия – по-голямо бързодействие, по-лесна реализация и по-ниска себестойност на използваните елементи за неговото реализиране.

Теоретично чрез оптималното по електрическа енергия управление би следвало консумираното количество енергия да намалява при увеличаване на продължителността на преходния процес. При проведени допълнителни експериментални изследвания върху реалния обект за управление се констатира, че разликата в консумацията при преходни процеси с продължителност T и 2xT е пренебрежимо малка. Ето защо при настройка на оптимално по електрическа енергия може да се избира такова T, което е максимално близко до  $T_{opt}$ , като се следи да не се стига до насищане на регулиращото въздействие, отганичено съгласно (9).

### 8. ЛИТЕРАТУРА

1. Гърбев В., Дипломна работа "Управление на лабораторен стенд – "Химически реактор"", София, ТУ, 2006г.

2. Наплатаров К., Рабаджийски М., "Промишлени и енерго-иконимични системи за нискостойностна автоматизация – ЧАСТ 1", София, ТУ, 2007г.

3. Наплатаров К. Х., Промишлени системи за нискостойностна автоматизация, София, ТУ, 1999г.

4. Гарипов Е., Идентификация на системите II част, София, ТУ, 2004г.

Автор: Стефан Диков, инж. маг. докт. хон. ас. катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет-София, *email: st.dikov@gmail.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



### SINE-WAVE TYPE ROBUST PID CONTROLLER DESIGN FOR SYSTEMS WITH UNSTABLE ZERO

### Štefan Bucz, Alena Kozáková, Vojtech Veselý

Abstract: Non-minimum phase processes belong to the category of difficult-to-control plants. This paper deals with development of a new robust PID controller design method that guarantees maximum overshoot and settling time specified by the designer especially for non-minimum phase processes with unstable zero. The PID controller design provides guaranteed gain margin  $G_M$ . The parameter of the tuning rules is a suitably chosen point of the plant frequency response obtained by a sine-wave signal with excitation frequency  $\omega_n$ . The designed controller then moves this point into the phase crossover with the required gain margin  $G_M$ . The couple ( $\omega_n; G_M$ ) is specified with respect to engineering requirements on the closed-loop step response in terms of  $\eta_{max}$  and  $t_s$  according to parabolic dependences. The new approach has been extended to robust PID controller design for processes with unstable zero and unstructured uncertainties.

Keywords: Gain margin, excitation signal, identification level, B-parabolas

### **1. INTRODUCTION**

The presented new method is applicable for control of linear stable single-input-singleoutput (SISO) non-minimum phase systems even with unknown mathematical model and unstructured uncertainties. The control objective is to provide required *nominal maximum overshoot*  $\eta_{max}$  and settling time  $t_s$  of the controlled process variable y(t). The key idea behind guaranteeing specified values  $\eta_{max}$  and  $t_s$  consists in extending validity of the relations  $\eta_{max}=f(G_M)$  and  $t_s=f(\omega_n)$  from Reinisch formulas [2] for arbitrary plant orders; a two-parameter quadratic dependence was obtained for both maximum overshoot  $\eta_{max}=f(G_M, \omega_n)$  and settling time  $t_s=f(G_M, \omega_n)$ . The resulting plots called *Bparabolas* enable the designer choosing such a couple  $(G_M, \omega_n)$  that guarantees his performance requirements thus allowing consistent and systematic shaping of the closedloop step response with regard to the controlled plant [2].

## 2. PID CONTROLLER DESIGN OBJECTIVES FOR PROCESSES WITH UN-STABLE ZERO

It is a well known difficulty to control the class of non-minimum phase system

$$G(s) = \frac{1 - \alpha s}{\left(1 + Ts\right)^n} \quad (1)$$

with unstable zero  $z=+1/\alpha$ , even for small values of  $\alpha$ ; moreover, control complexity increases with increasing value of  $\alpha$ . Fig.1a shows Nyquist plots of the non-minimum phase plant (1) for n=3 and T=1, with an unstable zero ( $\alpha=0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$  is considered).



Fig.1. *a*) Nyquist plots of  $G(s)=(1-\alpha s)/(Ts+1)^n$  for n=3, T=1 and different values of  $\alpha$ ; *b*) time responses of G(s) for  $\alpha/T=1$  and  $\alpha/T=0.1$  during the well-known relay test

Fig.1a reveals, that with increasing  $\alpha$  the degree-of-stability of the plant decreases, and the phase crossover moves closer to (-1,j0). Due to significant changes of the plant gain margin caused by the non-minimum phase behavior, it is beneficial to use *gain margin*  $G_M$  as performance measure when designing the PID controller.

Consider a multipurpose loop shown in Fig.2a (switch *SW* in position ,,1"). Let *G*(*s*) be transfer function of an uncertain non-minimum phase plant, and  $G_R(s)$  transfer function of the PID controller. The closed-loop characteristic equation  $A(j\omega)=1+L(j\omega)=$  $=1+G(j\omega)G_R(j\omega)=0$  can easily be broken down into the magnitude and phase conditions

$$G(j\omega_{p}^{*}) \| G_{R}(j\omega_{p}^{*}) \| = 1/G_{M}; \ \arg G(\omega_{p}^{*}) + \arg G_{R}(\omega_{p}^{*}) = -180^{\circ}, \quad (2)$$

where  $G_M$  is required gain margin,  $L(j\omega)$  is the open-loop transfer function, and  $\omega_p^*$  is the open-loop phase crossover frequency. Denote  $\varphi = argG(\omega_p^*)$ ,  $\Theta = argG_R(\omega_p^*)$ , and consider the ideal PID controller in the form

$$G_{R}(s) = K \left[ 1 + \frac{1}{T_{i}s} + T_{d}s \right], \quad (3)$$

where *K* is the proportional gain, and  $T_i$ ,  $T_d$  are integral and derivative time constants, respectively. After comparing the frequency transfer functions of the PID controller

$$G_{R}(j\omega_{p}^{*}) = K + jK \left[ T_{d}\omega_{p}^{*} - \frac{1}{T_{i}\omega_{p}^{*}} \right]; \ G_{R}(j\omega_{p}^{*}) = \left| G_{R}(j\omega_{p}^{*}) \right| \left[ \cos\Theta + j\sin\Theta \right], \quad (4)$$

coefficients of the PID controller can be obtained from the complex equation

$$K + jK \left[ T_{d} \omega_{p}^{*} - \frac{1}{T_{i} \omega_{p}^{*}} \right] = \frac{\cos \Theta}{G_{M} \left| G(j \omega_{p}^{*}) \right|} + j \frac{\sin \Theta}{G_{M} \left| G(j \omega_{p}^{*}) \right|}$$
(5)

at the frequency  $\omega = \omega_p^*$  using the substitution  $/G_R(j\omega_p^*)/=1/[G_M/G(j\omega_p^*)/]$  resulting from (2a). The complex equation (5) is then solved as a set of two real equations

$$K = \frac{\cos\Theta}{G_M |G(j\omega_p^*)|}, \ K \left[ T_d \omega_p^* - \frac{1}{T_i \omega_p^*} \right] = \frac{\sin\Theta}{G_M |G(j\omega_p^*)|}, \quad (6)$$

where (6a) is a general rule for calculating the controller gain *K*; substituting (6a) and the ratio  $\beta = T_i/T_d$  into (6b), a quadratic equation in  $T_d$  is obtained

$$T_d^2 \left( \omega_p^* \right)^2 - T_d \omega_p^* tg \Theta - \frac{I}{\beta} = 0. \quad (7)$$

Expression for calculating  $T_i$  and  $T_d$  is the positive solution of (7)

$$T_{i} = \beta T_{d} = \frac{\beta t g \Theta}{2\omega_{p}^{*}} + \frac{\beta}{\omega_{p}^{*}} \sqrt{\frac{t g^{2} \Theta}{4}} + \frac{1}{\beta}, \ T_{d} = \frac{t g \Theta}{2\omega_{p}^{*}} + \frac{1}{\omega_{p}^{*}} \sqrt{\frac{t g^{2} \Theta}{4}} + \frac{1}{\beta}.$$
 (8)

Hence, PID controller parameters are calculated using the expressions (6a), (8a) and (8b), where the angle  $\Theta$  is obtained from the phase condition (2b)

$$\Theta = -180^\circ - \arg G(\omega_p^*) = -180^\circ - \varphi. \quad (9)$$

### **3. PLANT IDENTIFICATION BY A SINUSOIDAL EXCITATION INPUT**

When the switch *SW* is in position ,,2", a sinusoidal excitation signal  $u(t)=U_n sin(\omega_n t)$  with magnitude  $U_n$  and frequency  $\omega_n$  is injected into the plant G(s). The plant output  $y(t)=Y_n sin(\omega_n t+\varphi)$  is also sinusoidal with magnitude  $Y_n$ , where  $\varphi$  is the phase lag between y(t) and u(t) (see Fig.2b). After reading the values  $Y_n$  a  $\varphi$  from the recorded values of u(t) and y(t), a particular point of the plant frequency characteristics

$$G(j\omega_n) = |G(j\omega_n)| e^{j\arg G(\omega_n)} = [Y_n/U_n] e^{j\varphi(\omega_n)} \quad (10)$$

corresponding to the excitation frequency  $\omega_n$  can be plotted in the complex plane.



Fig.2. *a*) Multipurpose loop for the sine-wave method; *b*) u(t), y(t) and location of  $G(j\omega_n)$  in the complex plane; *c*) graphical representation of the PID controller design

It is recommended to choose  $U_n = (3 \div 7)\% u_{max}$ . Excitation frequency  $\omega_n$  is taken from the interval (11), where the *plant critical frequency*  $\omega_c$  can be obtained performing the well-known relay experiment [3], i.e. by switching SW in Fig.1 into "3".

$$\omega_n \in \langle 0.5\omega_c, 1.25\omega_c \rangle \quad (11)$$

Using the PID controller with coefficients  $\{K; T_i = \beta T_d; T_d\}$ , the identified point  $G(j\omega_n)$  of the plant frequency response with coordinates (10) can be moved on the negative real half-axis into the phase crossover  $L_P \equiv L(j\omega_p^*)$ , where the required gain margin  $G_M$  is guaranteed if the following identity holds between the excitation and phase crossover ver frequencies  $\omega_n$  and  $\omega_p^*$ , respectively

$$\omega_p^* = \omega_n. \quad (12)$$

According to the identity of frequencies (12), the following relations results

$$G(j\omega_p^*) = |G(j\omega_n)|; \arg G(\omega_p^*) = \arg G(\omega_n) = \varphi; \ \Theta = -180^\circ - \arg G(\omega_n) \quad (13)$$

and coordinates of the phase crossover are  $L_P = [/L(j\omega_n)/, argL(\omega_n)] = [/1/G_M, -180^\circ]$ . Substituting (13a) and (13c) into (6a) and (13a), and (12) into (8a) and (8b), respectively, PID controller coefficients guaranteeing required gain margin  $G_M$  are obtained using the sine-wave type tuning rules expressed in form

$$K = \frac{\cos\Theta}{G_M |G(j\omega_n)|}; \ T_i = \beta T_d; \ T_d = \frac{tg\Theta}{2\omega_n} + \frac{1}{\omega_n} \sqrt{\frac{tg^2\Theta}{4} + \frac{1}{\beta}}; \ \Theta = -180^\circ - \varphi; \ \beta = 4.$$
(14)

### 4. CLOSED-LOOP PERFORMANCE UNDER THE SINE-WAVE TYPE PID CONTROLLER

This subsection answers the following question: how to transform the maximum overshoot  $\eta_{max}$  and settling time  $t_s$  required by the designer into the couple of frequencydomain parameters ( $\omega_n, G_M$ ) needed for identification and tuning of PID controller coefficients? Consider typical gain margins  $G_M$  given by the set

 $\{G_{Mi}\} = \{3dB, 5dB, 7dB, 9dB, 11dB, 13dB, 15dB, 17dB\}, j=1...8.$  (15)

Let us split (11) into 5 equal sections of the size  $\Delta \omega_n = 0.15 \omega_c$ ; let us generate the set of excitation frequencies

 $\{\omega_{nk}\} = \{0.5\omega_{c}, 0.65\omega_{c}, 0.8\omega_{c}, 0.95\omega_{c}, 1.1\omega_{c}, 1.25\omega_{c}\}, \ k=1...6.$ (16)

Its elements divided by the plant critical frequency  $\omega_c$  determine so-called excitation levels given by the set

$$\{\sigma_k = \omega_{nk} / \omega_c\} \Rightarrow \{\sigma_k\} = \{0.5, 0.65, 0.8, 0.95, 1.1, 1.25\}, k=1...6.$$
 (17)

Fig.3 shows the closed-loop step response shaping using different  $G_M$  and  $\omega_n$  in the PID controller design for the plant (18b) with parameters  $T_2=0.75$ ,  $\alpha_2=1.3$ , for four required gain margins  $G_M=5 \ dB$ , 9 dB, 11 dB and 13 dB, on three different excitation levels  $\sigma_1 = \omega_{n1}/\omega_c = 0.5$ ,  $\sigma_3 = \omega_{n3}/\omega_c = 0.8$ ,  $\sigma_5 = \omega_{n5}/\omega_c = 1.1$ .



Fig.3. Closed-loop step responses of the plant  $G_2(s)$  with parameters  $T_2=0.75$ ,  $\alpha_2=1.3$  under various  $G_M$  and  $\omega_n$ 

Consider the following benchmark plants

$$G_{1}(s) = \frac{-\alpha_{1}s+1}{(T_{1}s+1)^{n_{1}}}, \ G_{2}(s) = \frac{-\alpha_{2}s+1}{(s+1)(T_{2}s+1)(T_{2}^{2}s+1)(T_{2}^{3}s+1)}.$$
 (18)

The proposed method has been applied for each element of the Cartesian product  $\omega_{nk} \times G_{Mj}$  of the sets (16) and (15) for j=1...8 and k=1...6. Significant differences between dynamics of individual control loops under designed PID controllers can be observed for the benchmark systems (18). The *settling time t<sub>s</sub>* can be expressed by the relation

$$t_s = \frac{\gamma \pi}{\omega_n}, \quad (19)$$

where  $\gamma$  is the curve factor of the step response. To examine settling times of closedloops for various plant dynamics, it is advantageous to define the *relative settling time*  $\tau_s = t_s \omega_c$ . Substituting for  $\omega_n = \sigma \omega_c$  we obtain relation for the relative settling time

$$t_s \omega_c = \frac{\pi}{\sigma} \gamma \Longrightarrow \tau_s = \frac{\pi}{\sigma} \gamma$$
, (20)

where  $t_s$  is related to the *plant critical frequency*  $\omega_c$ . Due to introducing  $\omega_c$  in (20a) its left-hand side is constant for the given plant, independent of  $\omega_n$ . The dependence (20b) empirically obtained for various excitation frequencies  $\omega_{nk}$  is depicted in Fig.4b and Fig.5b, respectively; it is evident that at every excitation level  $\sigma$  with increasing phase margin  $G_M$  the relative settling time  $\tau_s$  first decreases and after achieving its minimum  $\tau_{s,min}$  it increases again. Consider the benchmark plants  $G_1(s)$  and  $G_2(s)$  with following parameters:  $G_{1,1}(s)$ :  $(T_{1,n_1,\alpha_1})=(0.75,8,0.2)$ ;  $G_{1,2}(s)$ : (1,3,0.1);  $G_{1,3}(s)$ : (0.5,5,1);  $G_2(s)$ :  $T_2=0.5$ ,  $\alpha_2=1.3$ . Couples of examined plants  $[G_2(s), G_{1,3}(s)]$  and  $[G_{1,2}(s), G_{1,1}(s)]$  differ principally by the **ratio**  $\alpha/T$ , which is for the 1<sup>st</sup> couple  $[\alpha_2/T_2=2.6, \alpha_{1,3}/T_{1,3}=2]$  and for the 2<sup>nd</sup> couple  $[\alpha_{1,2}/T_{1,2}=0.1, \alpha_{1,1}/T_{1,1}=0.27]$ . Hence, the ratio of the *parameter*  $\alpha$  and the (dominant) time constant T of the plant is significant for the closed-loop performance assessment under the PID controller designed for a plant with unstable zero. Based on the previous analysis of design results of a series of benchmark examples, unknown plants with unstable zero can be classified according to the ratio  $\alpha/T$  in following two groups:

### **1.** plants with the ratio $\alpha/T < 0,3$ ; **2.** plants with the ratio $\alpha/T > 0,3$ .

With respect to this classification, empirical dependences  $\eta_{max}=f(G_M), \tau_s=f(G_M)$  for non-minimum phase systems with an unstable zero constructed for different openloop gain margins  $G_M$  and excitation levels  $\sigma$  are depicted in Fig.4a (for the ratio  $\alpha/T>0.3$ ), and in Fig.5a (for the ratio  $\alpha/T<0.3$ ). The network of dependences shows that increasing gain margin  $G_M$  brings about decreasing of  $\eta_{max}$ .

As the empirical dependences in Fig.4 and Fig.5 have been approximated by quadratic regression curves they are called *B***-parabolas** [2]. B-parabolas are a useful design tool carrying out the transformation  $\Re(\eta_{max}, t_s) \rightarrow (\omega_n, G_M)$  that enables to choose appropriate values of gain margin and excitation frequency  $G_M$  and  $\omega_n$ , respectively, to guarantee the performance specified by the designer in terms of maximum overshoot  $\eta_{max}$  and settling time  $t_s$  [2]. Note that pairs of B-parabolas at the same level (Fig.4a, Fig.4b) or (Fig.5a, Fig.5b) are to be used. When a *real plant* with an unstable zero is to be controlled, the *ratio*  $\alpha/T$  cannot be specified exactly due to unavailability of the model of the plant. To

decide to which category a given plant belongs ( $\alpha/T>0.3$  or  $\alpha/T<0.3$ ) it is sufficient to analyze the starting part of the output variable rising during the relay test [3] for finding the critical frequency  $\omega_c$ . If y(t) has an *S-form with a tiny undershoot*, the plant is included in the category  $\alpha/T<0.3$  and B-parabolas from Fig.5 are to be used. If a considerable undershoot of y(t) occurs (having a "*square root sign*" *form*) (see Fig.1b in the *red dashed ellipse*), the plant belongs in the category  $\alpha/T>0.3$  and its performance will be assessed using B-parabolas in Fig.4.



Fig.4. B-parabolas: *a*)  $\eta_{max} = f(G_M)$ ; *b*)  $\tau_s = \omega_c t_s = f(G_M)$  for identification levels  $\omega_{nk}/\omega_c$ , k=1,2,3,4,5,6 valid for non-minimum phase systems with the ratio  $\alpha/T > 0.3$ 



Fig.5. B-parabolas: *a*)  $\eta_{max} = f(G_M)$ ; *b*)  $\tau_s = \omega_c t_s = f(G_M)$  for identification levels  $\omega_{nk}/\omega_c$ , k=1,2,3,4,5,6 valid for non-minimum phase systems with the ratio  $\alpha/T < 0.3$ 

#### 5. ROBUST SINE-WAVE TYPE PID CONTROLLER DESIGN

The main idea of the uncertain plant identification consists in repeating the sine-wave type excitation for individual uncertainty changes using the excitation signal frequency  $\omega_n$  yielding a set of identified points  $G_i$  of the uncertain plant frequency responses

$$G_{i}:G_{i}(j\omega_{n}) = |G_{i}(j\omega_{n})|e^{j\arg G_{i}(\omega_{n})} = a_{i} + jb_{i}, i=1,2...N.$$
(21)

Plant parameter changes are reflected in magnitude and phase changes  $/G_i(j\omega_n)/$  and  $ar-gG_i(\omega_n)$ , where i=1,2...N;  $N=2^p$  is the number of identification experiments and
*p* is the number of varying technological quantities of the plant. The nominal plant model  $G_0(j\omega_n)$  at  $\omega_n$  is obtained as mean values of real and imaginary parts of  $G_i(j\omega_n)$ 

$$G_{0}(j\omega_{n}) = a_{0} + jb_{0} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}a_{i} + j\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}b_{i}, i=1,2...N, (22)$$

where  $|G_0(j\omega_n)| = (a_0^2 + b_0^2)^{0.5}$ ,  $\varphi_0(\omega_n) = argG_0(\omega_n) = arctg(b_0/a_0)$ . The points  $G_i$  representing unstructured uncertainties of the plant can be enclosed in the circle  $M_G$  centered in  $G_0(j\omega_n)$  with the radius  $R_G = R_G(\omega_n)$  obtained as a maximum distance between the *i*-th identified point  $G_i(j\omega_n)$  and the nominal point  $G_0(j\omega_n)$ 

$$R_{G} = \max_{i} \left\{ \sqrt{(a_{i} - a_{o})^{2} + (b_{i} - b_{o})^{2}} \right\}, \quad i=1,2...N. \quad (23)$$

The dispersion circle  $M_G$  centered in the nominal point  $G_0$  with the radius  $R_G$  encircles all identified points  $G_i$  of the uncertain plant, see Fig.6.



Fig.6. Dispersion circles M<sub>G</sub> and M<sub>L</sub>

The proposed control law generated by the robust controller  $G_{Rrob}(s)$  designed for the nominal point  $G_0(j\omega_n)$  actually carries out the transformation  $\mathcal{O}: \{R_G \rightarrow R_L: R_L = -/G_{Rrob}/R_G\}$  of the set of identified points  $G_i(j\omega_n)$  encircled by  $M_G$  with the radius  $R_G$  into the set of points  $L_i(j\omega_n)$  delimited by  $M_L$  and also calculates the radius  $R_L = R_L(\omega_n)$  of the dispersion circle  $M_L$  corresponding to the points  $L_i(j\omega_n)$  of the Nyquist plot so as to guarantee fulfillment of the robust stability condition. The robust PID controller is designed using the sine-wave method described in sections 2 and 3; the input data for the nominal model  $G_0(j\omega_n)$  are its coordinates:  $\{/G_0(j\omega_n)/; \varphi_0 = argG_0(\omega_n)\}$ . Substituting them into (14), the following expressions for calculating robust PID controller parameters are obtained

$$K_{rob} = \frac{\cos\Theta_0}{G_M |G_0(j\omega_n)|}; \quad T_{irob} = \beta T_{irob}; \quad T_{drob} = \frac{tg\Theta_0}{2\omega_n} + \frac{1}{\omega_n} \sqrt{\frac{tg^2\Theta_0}{4} + \frac{1}{\beta}}, \quad (24)$$
$$\Theta_0 = -180^\circ - \varphi_0; \quad \beta = 4. \quad (25)$$

It can be seen that the gain margin  $G_M$  is at the same time a robust PID controller tuning parameter appearing in (24a) required for guaranteeing robust stability.

Theorem 1 (Sufficient condition of robust stability under a PID controller) Consider an uncertain continuous-time stable dynamic system described by unstructured uncertainty. The closed-loop system T(s) under the controller  $G_R(s)$  is robustly stable if the nominal closed-loop system ( $G_0(s)$  under a PID controller  $G_R(s)$ ) is stable and

$$G_{M} > 1 + \frac{\chi_{L} R_{G}(\omega_{n})}{\left|G_{0}(j\omega_{n})\right|}, \quad (26)$$

where  $G_M$  is the required open-loop gain margin,  $\omega_n$  is the excitation frequency,  $\chi_L$  is the safety factor,  $R_G(\omega_n)$  is the radius of the dispersion circle of Nyquist plots of the plant at  $\omega_n$  and  $G_0(j\omega_n)$  is a point of the Nyquist plot of the nominal plant at  $\omega_n$ .

#### Proof

The proof can easily be performed according to Fig.6. If the nominal open-loop  $L_0(s)=G_0(s)G_R(s)$  is stable, then according to the Nyquist stability criterion the closed-loop with the uncertain plant will be stable if the distance between  $L_0$  and the point (-1,j0), i.e.  $/l+L_0(j\omega_n)/$  is greater than the radius  $R_L(\omega_n)$  of the circle  $M_L$  centered in  $L_0$  $R_L(j\omega_n) < |l+L_0(j\omega_n)|$ , (27)

where  $\omega_n$  is the sine-wave generator frequency. The distance  $/l + L_0(j\omega_n)/$  is an additional distance  $/0, L_0/=/L_0/$  to the unit value. Thus

$$|L_{0}(j\omega_{n})| + |l + L_{0}(j\omega_{n})| = l \Longrightarrow |l + L_{0}(j\omega_{n})| = l - |L_{0}(j\omega_{n})|.$$
(28)

From the principles of the proposed sine-wave PID controller tuning method results, that the robust controller shifts the nominal point of the plant frequency response  $G_0$  at frequency  $\omega_n$  to the point  $L_0$  lying on the negative real half-axis of the complex plane. Thus, the magnitude  $|L_0(j\omega_n)| = |G_0(j\omega_n)|/|G_R(j\omega_n)| = 1/|G_M|$  yielding the ratio  $|G_R(j\omega_n)| = 1/[G_M/G_0(j\omega_n)/|]$  between the radii  $R_G$  and  $R_L = |G_R/R_G|$  of the circles  $M_G$  and  $M_L$ , respectively. The radius  $R_L$  of the dispersion circle  $M_L$  can be calculated as

$$R_{L} = R_{G} \frac{1}{G_{M} |G_{O}(j\omega_{n})|}.$$
 (29)

Substituting (28b) and (29) into the general robust stability condition (27) and considering the *safety factor*  $\chi_L$ , the following inequality holds

$$\frac{G_{M}-l}{G_{M}} > \frac{\chi_{L}R_{G}}{G_{M}|G_{0}(j\omega_{n})|}, \quad (30)$$

which after manipulations is identical to the proven condition (26). Let  $\chi_L=1.2$ . According to the robust stability condition the chosen value  $G_M$  is substituted into (24a) and afterwards parameters of the robust PID controller are obtained from (24) and (25).

# 6. VERIFICATION OF THE PROPOSED SINE-WAVE TYPE DESIGN METHOD

Consider a plant with unstable zero given by the model  $G_3(s)$ 

$$G_{3}(s) = \frac{K_{3}(-\alpha_{3}s+1)}{(T_{3}s+1)^{3}}, \ G_{30}(s) = \frac{K_{30}(-\alpha_{30}s+1)}{(T_{30}s+1)^{3}} = \frac{0.8(-7.5s+1)}{(27.5s+1)^{3}}$$
(31)

with parameters  $K_3$ ,  $T_3$  and  $\alpha_3$  varying within  $\pm 15\%$  from the *nominal model*  $G_{30}(s)$ . For above plants, a robust PID controller is to be designed to guarantee *maximum* overshoot  $\eta_{max0}=5\%$  and *maximum relative settling time*  $\tau_{s0}=12$  for the *nominal model* (31b), and *robust stability* for the *family of plants*  $G_3(s)$  (31a). **1.** The measured *critical frequency* of the *nominal model* was  $\omega_c = 0.0488 \text{ rad.s}^{-1}$ . From requirements *on nominal closed-loop performance* results  $t_s = \tau_{s0}/\omega_c = 12/0.0488 = = 245.9 \text{ s}$ .

**2.** To achieve the *expected nominal performance*  $(\eta_{max0}, \tau_{s0}) = (5\%, 12)$ , the gain margin and excitation frequency are chosen  $(G_M, \omega_n) = (18dB, 0.65\omega_c)$  using the *"pink" B-parabolas* in Fig.5, as according to (31b)  $\alpha_{30}/T_{30} = 7.5/27.5 = 0.27 < 0.3$ . Uncertainties of the plant are included in three parameters:  $K_3$ ,  $T_3$  and  $\alpha_3$ , the number of identification experiments is therefore  $N = 2^3 = 8$ .

**3.** Using the sine-wave method, eight points of Nyquist plots of the uncertain plant were identified at  $\omega_n = 0.65 \omega_c = 0.65.0.04880 = 0.03172 \ rad.s^{-1}$ :  $G_{31}(j\omega_n)...G_{38}(j\omega_n)$  (depicted by *blue* ,,*x*" in Fig.8). The nominal point  $G_{30}(j\omega_n)$ , which position was calculated from the coordinates of identified points  $G_{3i}(j\omega_n)$ , i=1...8, is located on the Nyquist plot of the nominal plant model  $G_{30}(j\omega_n)$  (*blue curve*) thus proving correctness of the identification. Radius of the dispersion circle  $M_G$  drawn from the nominal point  $G_{30}(j\omega_n)$  is  $R_G = 0.164$ .

**4.** As  $G_M = 18 \ dB$  and the right-hand-side of (26)  $G_{0_RS} = 3.52 \ dB$ , the robust stability condition (26)  $G_M > G_{0_RS}$  is satisfied. The designed robust PID controller moves the nominal point  $G_{30}(j\omega_n)$  of the plant on the negative half-axis into the point  $L_{30}(j\omega_n) = G_{30}(j\omega_n)G_{R_rob}(j\omega_n) = 0.12e^{-j180}$ , through which goes the Nyquist plot of the nominal open-loop  $L_{30}(j\omega_n)$  (green colour in Fig.8), where a gain margin  $G_M = 18 \ dB$  for the loop with the nominal plant is guaranteed. The closed-loop step response with the nominal model of the plant (green curve) in Fig.7a proves achieving the required nominal performance  $\eta_{max0_obtained} = 4.55\%$ ,  $\tau_{s0_obtained} = \omega_c t_{reg0_obtained} = 0.0488.243 = 11,86$ .

**5.** The dispersion circle  $M_L$  (green colour) has a radius  $R_L=0.0573$ , and encompasses all points  $L_{3i}(j\omega_n)=G_{3i}(j\omega_n)G_{R\_rob}(j\omega_n)$  for i=1...8. The PID controller has moved the worst point  $G_{3N}(j\omega_n)$  of the plant (blue symbol "+" in Fig.8) into the point  $L_{3N}(j\omega_n)=0.16e^{-j197°}$ , according to it the estimated worst gain margin is  $G_{MN}=14.9 \ dB$ .

6. The smallest gain margin with the worst point  $G_{3N}(j\omega_n)$  of the plant (*blue symbol* "+" in Fig.8) is specified by the intersection of the red Nyquist plot with the negative real axis. There, the open-loop gain margin is  $G^+_{MN}=13.1 \ dB$ ; here  $\eta_{maxN}=25\%$  and a relative settling time  $\tau_{sN}=16$  are expected (according to "*pink*" *B-parabolas* in Fig.5 at  $\omega_n=0.65\omega_c$ ). Achieved performance measures  $\eta_{maxN\_obtained}=$  =13.5%,  $t_{sN\_obtained}=301 \ s$  (*red step response* in Fig.7b) prove this fact.



Fig.7. Closed-loop step responses with the uncertain plant  $G_3(s)$  and required values  $\eta_{max0}=5\%$  and  $\tau_{s0}=12$ 



Fig.8. Nyquist plots  $G_{30}(j\omega)$ ,  $G_{3N}(j\omega)$ ,  $L_{30}(j\omega)$ ,  $L_{3N}(j\omega)$ : *a*) in the standard scale; *b*) zoomed, for required  $\eta_{max0}=5\%$  and  $\tau_{s0}=12$ 

#### 7. CONCLUSIONS

The proposed robust PID controller design method is applicable for closed-loop output variable response shaping, using various combinations of excitation signal values  $\omega_n$  and required gain margins  $G_M$ . Important contribution of the paper is construction of empirical plots converting time-domain requirements specified by a process technologist (nominal maximum overshoot and settling time) into frequency-domain performance specification (in terms of nominal gain margin and phase crossover frequency.

#### 8. ACKNOWLEDGEMENT

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

#### REFERENCES

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

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

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

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

Постъпила на 28.04.2012

#### Рецензент проф. д-р Е. Гарипов



## **AUTOMATIC CONTROL METODS - HISTORY END TRENDS**

## Štefan Kozák, Alena Kozáková

Abstract: Present trends in the complex process control design demand an increasing degree of integration of numerical algorithms, control engineering methods, new control structures based of distribution, embedded network control structure and new information and communication technologies. The paper deals with new directions in research, development and applications of advanced control methods and modern control structure in different field of industry. Main ideas covered in this paper are motivated namely by the development of new control engineering methods (optimal, predictive, robust, hybrid, soft computing control methods - fuzzy logic, neural network and fuzzy-neural) and possibilities of their realization as embedded, distributed and network control structures.

Keywords: PID control, optimal control, robust controller predictive control, soft computing control

## **1. INTRODUCTION**

Automatic control is crucial for practically in all engineering activities. Motivated by the practical success of conventional control engineering methods in consumer products and industrial process control, there has been an increasing amount of work on development of new methods which are based on new optimization techniques, soft computing strategies, and effective hardware realization of control algorithms (Fig.1). The research, development and implementation of new control principles of this field have been very dynamic. Methods of automatic control were recognized as a very powerful technique applicable to many problems in diverse fields [1]. Conventional control strategies that have been widely used in industry for several decades. Tuning of this controller can be realized manually or automatically. The vast majority of automatic control loops in the process industries (90%) still rely on various forms of the ubiquitous PID controller (*Category A* in Tab. 1) which has been commercially available for over 70 years. Proportional-integral-derivative (PID) controllers are the most adopted controllers in industrial settings because of the advantageous cost/benefit ratio they are able to provide.



Fig.1 Development of automatic control methods

Implementation of PID controllers has gone through several stages of evolution, from the early mechanical and pneumatic designs to the embedded microprocessor-based systems and today FPGA realization of discrete-time PID algorithms.

Categories			
Α.	В. С.		D.
PID Control	Advanced Control I	Advanced Control II	Advanced Control III
Manual Control	Adaptive and Selftining Con- trol	Optimal Control Methods (LQ and LQG)	Hybrid Predictive Control
Feedback Control (FB)	Gain Scheduling Method	Robust Control Methods (H <sub>2</sub> , Hinf , IMC)	Fuzzy Control (PID, MPC FPGA)
Cascade Control (CC)	Multivariable Control Meth- ods (State Space and Trans- fer Functions Models)	Model Predictive Control (MPC-DMC, MPC-GPC)	Neural Network Control (Optimal, MPC, FPGA)
Feedforward Con- trol (FFW)	Multivariable Control Meth- ods (Decoupling and Decen- tralized Control)	Decentralized Control (Time domain, Frequency domain)	Discrete Events Control (Hybrid with Petri nets)
Ratio Control (RC)	Pole Placement Methods (SI- SO, MIMO)	Algebraic Control Meth- ods (Polynomial Synthe- sis)	Nonlinear Hybrid Soft Computing Control
Comb. Control Structures (FB+FFW+CC)	Nonlinear Control Methods (I/O Linearization)	Robust QFT Control Methods	Expert Control Methods

 Table 1 Time Development of Control Engineering Methods

Field Programmable Gate Arrays (FPGA) have become an alternative solution for the realization of modern digital control methods (PID, MPC), previously dominated by the general- purpose embedded microprocessor systems. The FPGA based controllers offer advantages such as high speed, complex functionality, and low power.

The advanced control strategies in *Category B* (Table 1) are referred to as classical because they have been used in industry for over 40 years, Although these control techniques are not used in every plant or even in most plants, they do provide cost effective solutions for important classes of problems [2]. Furthermore, the basic concepts of time delay compensation and gain scheduling are common features of many modern model-based control strategies.

*Category D* (Table 1) contains both old and new advanced control strategies that have apparently not been widely used in industry. Linear Quadratic Gaussian optimal control (LQG) is a powerful control strategy that has been successfully applied to process control problems for many years. However LQG has not enjoyed widespread application in the process industries for a variety of reasons that include the lack of accurate linear state-space models. MPC is an advanced optimal control technology that has proven to be very successful due to its capability of returning an optimal strategy without violating the physical limitations of the system. The need to solve a computationally intensive QP problem at every sampling instant has restricted its applicability to slow plants, such as those encountered in the chemical process industries where sampling times can be on the order of seconds or minutes.



Fig.2 Comparison of control engineering methods according to the economical efficiency

As the computational power of new devices continues to rise, MPC is now being proposed for higher bandwidth applications, such as food industry, aerospace, robotics, electrical power and automotive mechatronics. There is a growing demand for ways of accelerating the solution of QP problems so that the success of MPC can be extended to areas where the computational burden has so far been considered to o great. One approach is through hardware acceleration. Recent advances in reconfigurable hardware technology have made the FPGA a suitable platform for accelerating scientific computations. FPGAs are a good alternative to application specific integrated circuits (ASICs) for high speed embedded MPC applications since they offer much reduced low-volume cost, greater flexibility, and a shorter design cycle, reducing the risk while still maintaining deterministic execution time and a high power efficiency.

During the past decade there has been an intense interest in developing the Artificial Intelligence (AI) techniques (Fig.3) for a wide variety of scientific and engineering applications (*Category D*) The process control research in this area has been largely concerned with three AI methods: knowledge-based systems, neural networks, fuzzy logic, and various combinations of these techniques In recent years, namely fuzzy control and hybrid fuzzy-neural has been widely used in consumer products such as washing machines, vacuum cleaners, and camcorders where a high level of control system performance is not required. Industrial applications of fuzzy control to process control problems have begun to appear, perhaps more frequently in Japan than in the United States or Europe. For example, industrial survey in Japan indicated that fuzzy control has been used in 45 % of the plants that were surveyed while MPC applications in 42% of the plants. Much of the fuzzy control literature and some commercial software, employ fuzzy rules in combination with PID control. For example, various combinations of fuzzy logic and auto-tuning have been commercialized. Fuzzy logic has also been effectively used for high-level control and monitoring functions in supervisory control.



Fig.3 Areas of soft computing methods in control

New intelligent control methods based on fuzzy neural network-based approaches used in model-based predictive control are an efficient tool for handling plants with

complex dynamics as well as unstable inverse systems, time-varying time delays, occasional open-loop instability, plant model miss-matches, different uncertainties, especially of complex non-linear systems. Due to application of parallel computing algorithms and FPGA structures for realization, the strategy of using fuzzy knowledge based systems (FKBS) co-operated with learning abilities of neural networks (NN) allows to obtain a higher accuracy of the required output in a much shorter time compared to classical systems. As mentioned in the previous section, neural network, fuzzy logic and evolutionary computing approaches have proved their capability to solve many control problems. In the future it will be usefull to fuse neural networks, fuzzy systems and volutionary computing techniques for offsetting the demerits of one technique by the merits of another.

## 2. INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES IN PROCESS CONTROL

During the past 15 year, a variety of control networks have become commercially available and widely used in the process industries at several different levels: device, sensor, and field levels (Fig.4). Field level networks are of special interest in process control because they offer a number of important advantages: reduced wiring and installation costs, flexibility, and peer-to-peer communication among intelligent devices (e.g., between sensors and actuators).

Automation Industry Trends			
Relationship Management Level	<u>1995</u> E-Commerce Solutions Customer Relationship Mgment Supply Chain Management E-Procurement Solutions	2000 Integrated E-Business Solutions	Industrial <sup>IT</sup>
Enterprise Management Level	Enterprise Resource Planning Corporate / Factory Finances Human Resource Management Database Management Enterprise Asset Management	Gateways of Integration Business Process Integration	integrated Solutions for the Automation of Business and Manufacturing
Factory Mgmt Level	Manufacturing Exec. Systems	Gateways of Integration	Processes
Automation and Control Level	Advanced Control / Optimizatio Open Control Systems Process Control Applications Human Machine Interface	n Integrated Automation Solutions	
Software Trends	Islands of Software	Loose Integration	Full Integration

Fig.4 Development of the automated control systems and control structures

They also facilitate the further distribution of control functions from the computer level to the sensor and actuator level. The digital network capability and smart instruments open many new opportunities for improved plant monitoring including better diagnostic information and faster response times. While many of these communication networks are proprietary, two prominent networks, Fieldbus and Profibus, rely on an open architecture based on published, international standards. These networks have been developed by two industrial consortia (with over 100 companies each) that include virtually all of the leading suppliers of instrumentation and process control equipment. In principle, field instruments and control systems manufactured by different suppliers which are Fieldbus (or Profibus) compliant will work together seamlessly in a network of Fieldbus (or Profibus) devices.

In recent years smart instruments, that is, instruments that incorporate a embedded microcomputer, have become available and offer a number of important advantages. Smart transmitters and actuators have the ability to condition data, perform self-diagnostic tests, and respond to network signals. Thus the use of smart instruments and digital networks such as Profibus and Fieldbus enable a wider range of process monitoring strategies. Smart instruments allow much of the computations required for routine data acquisition and control. A many large-scale industrial plant (oil refineries, food industries, power plant) may have thousands of measurements and control loops. By the term plantwide control it is not meant the tuning and behaviour of each of these loops, but rather the control philosophy of the overall plant with emphasis on the structural decisions.

#### 4. ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Slovak Research and Development Agency, grant No. SK-BG-0035-10, by the Scientific Grant Agency of the Ministry of Education, Science, Research and Sport of the Slovak Republic (VEGA) project No. 1/1105/11, and by the project EU OP No 26240220060.

#### REFERENCES

[1] Frank, P. M., (1999), *Advances in Control*, (Highlights of ECC'99) Springer Verlag, London, pp. 1-27, 103-135.

[2] Kozák, Š., (2002), *Development of control engineering methods and their applications in industry* (invited lecture), 5<sup>th</sup> International Conference *Process Control* 2002, Kouty nad Desnou, Czech Republic.

Authors: *Štefan Kozák, Prof., PhD.,* Institute of Control and Industrial Informatics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava; *Alena Kozáková, Assoc. Prof., PhD.,* Institute of Control and Industrial Informatics, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Slovak University of Technology in Bratislava *e-mail: stefan.kozak@stuba.sk* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Проф. д-р Е. Гарипов



# **ДИНАМИЧНИ СВОЙСТВА НА МОБИЛЕН ЗАВАРЪЧЕН РОБОТ**

## Светлана Савова, Никола Николов

**Резюме:** Визуалният контрол, машинното зрение се наложиха като новаторски направления в индустриалната автоматизацията. При заваръчните процеси неопределеността на размерите на детайлите, геометрията на заваръчния шев изискват специални датчици за обезпечаването на качеството. Геометрията на заваръчната вана може да се измерва с помощта на робот, оборудван със система за техническо зрение.

**Ключови думи:** машинно зрение, геометрия на заваръчна вана, мащабиращ коефициент.

## DYNAMIC PROPERTIES OF MOBILE WELDING ROBOTS Svetlana Savova, Nikola Nikolov

**Abstract:** Video surveillance, machine vision asserted as an innovative trend in industrial automation. The large variety of detail sizes and the geometry of arc weld require special sensors for quality assurance. The geometry of the weld pool can be measured via a robot equipped with a video surveillance system.

Keywords: machine vision, geometry of the weld pool, scaling ratio.

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Необходимостта от автоматизация на заваръчните процеси се определя, преди всичко от бързодействието, големите токове, заваряване в труднодостъпни зони, вредните въздействия върху човешкото здраве. Целта е да се получат заварки с желаните свойства, с най-добрите технико-икономически параметри, без пряка намеса на човека. Едно от най-важните приложения на промишлените роботи е именно в елктродъговото заваряване. Повишаването на ефективността от използването на различните методи за заваряване е невъзможно без създаването на нови и усъвършенстването на съществуващите типове заваръчно оборудване. Затруднението идва и от многомерността на обектите. Съществуват следящи системи предназначени да осигуряват точното водене на заваръчната горелка в процеса на заваряване спрямо действителното положение на заваръчния шев [6]. В затворените системи за автоматично регулиране, обратните връзки са по заваръчен ток, напрежение, преместването на електродите и други параметри [8], и основно са за стабилизация на енергетичните параметри на заваръчните процеси.

#### 2. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИНАМИКАТА

Идеята за машинно зрение не е от скоро. Опити за конструиране са правени отдавна, но едва с развитието на компютърните технологии масовото им навлизане в областта на производството се превърна в реалност. Компютърното зрение е главно ориентирано към обработката на изображения, а машинното зрение се използва в много по-широк аспект. Освен с обработката на изображения, съответното оборудване, в по-общ смисъл системите за машинно зрение включват и устройства с цифрови входове и изходи, предназначени за управление на производственото оборудване [7]. Визуалният контрол е важна област от автоматизацията. През последните години машинното зрение се наложи като едно от новаторските направления в областта на индустриалната автоматизация. В повечето ситуации неопределеността на размерите на детайлите, геометрията на заваръчния шев и самия заваръчен процес изискват специални датчици за обезпечаването на качеството на заваряването. Ако за дълбочината на заваръчния шев, като показател на качеството на заварката е възможен способ основан на температурните измервания, то за диаметъра са нужни други подходи. Геометрията на заваръчната вана може да се измерва с помощта на робот, оборудван със система за техническо зрение. Подобна схема е показана в [2] фиг.1.



Фиг.1.

Тази схема осигурява постоянна скорост на движение по шева, осигурява висока скорост на наблюдение, знае се какво идва по отношение на профила, роботът може да ускори или забави, да намали или увеличи на скоростта на движението по шева [9]. От блока токоизточник, от динамическото му поведение зависи ефективността и качеството на заваръчния процес и този блок е определящ фактор за всяка фаза на заваръчния процес, като особенно значение има захранващия трансформатор и протичащите там електромагнитни процеси. Предавателната функция на затворената система е:

$$W(p) = \frac{k_r (0.005 \, p + 1)}{0.0025 \, p^4 + 0.5125 \, p^3 + 2.52 \, p^2 + 4.01 \, p + 2 + k_r} \tag{1}$$

	0.5125	4.01	0	0	
	0.0025	2.52	$2 + k_r$	0	(2)
Ої детерминантата	0	0.5125	4.01	0	(2)
	0	0.0025	2.52	$2+k_r$	

се получава за граничния коефициент на предаване  $k_{rl} = 17.5611$  и за корените

$$p_1 = -200$$
  
 $p_2 = -5$   
 $p_{3,4} = \pm j2.8$   
Ако се направи изследване за  $\frac{k_n}{2} \approx 8.8$ 

 $p_1 = -200$  $p_2 = -4.33$  $p_{3,4} = -3.4 \pm j2.21$ 

и пререгулиране

 $\sigma = \frac{1.256 - 0.815}{0.815} = 0.54$ , което е силно изразен колебателен процес – фиг.2.

([1].) се получава



Фиг.2.

За  $\Delta = 5\%$  времето на преходния процес е 7.9s, статичната грешка  $\varepsilon = 18.5\%$ , параметри недопустими за тези процеси на заваряване, т.к. тока на заваръчната дъга, който е от няколко десетки до няколко стотици ампера се получава с около 250% пререгулиране.

Направени са изследвания [3] [4] по метода на изместения характеристичен полином с  $\eta = 0.2$ , където се получава нова стойност на граничния коефициент на усилване  $k_{rl.ново} = 24$ , изхода е със силно изразен колебателен характер и голяма статична грешка.

Желаното качество може да се достигне освен с настройка на параметрите - увеличаване на коефициента на отворената система; използване на комбинирано управление; регулиране по производна; повишаване реда на астатизъм; промяна на коефициента на обратната връзка, което не винаги е възможно, но и с изменение на структурната схема [1]. Задачата за повишаване точността на САР обикновенно предполага преосмисляне на нейната структура. Възможни са замяна или добавяне на отделни звена в контура. За преходни процеси по задание, статичната грешка може да бъде нулирана чрез въвеждане на допълнителен блок с предавателна функция - мащабиращ коефициент, с който да се умножи заданието - фиг.3. Условието за получаване на астатизъм от първи ред в общия случай е  $k_m k_{sc} = 1 + k_{sc}$ , където  $k_m$  е мащабиращия коефициент,  $k_{sc}$  е коефициента на затворената система [1]. Предавателната функция на затворената система с

$$k_m W(p) = W_m(p) = \frac{6p + 120}{p^4 + 25p^3 + 108p^2 + 164p + 120} = \frac{0.05p + 1}{0.0083p^4 + 0.2083p^3 + 0.9p^2 + 0.3667p + 1}$$
(2)



Фиг.3.

За ликвидирането на статичната грешка спрямо заданието по правилото на мащабиращия коефициент  $k_m = \frac{1+k}{k}$  в статична система се пресмята допълнителния блок [1] с коефициент 3 ( $k_m = 3$ ), който се слага на входа или на изхода на системата, където k = 0.5. На изхода се получава апериодичен преходен процес без статична грешка - фиг.3. За  $\Delta = 5\%$  времето на преходния процес е 2.46 s.



Фиг.3.

Тока на дъгата има пререгулиране 26% и бързо затихващ преходен процес, което е много важно за такива заваръчни процеси [5]. В установен режим при статична система регулируемата величина ще е свързана със задаващото въздействие със съотношението  $d = \frac{k}{k+1} \frac{k+1}{k} d_z$ . При промяна на амплитудата на входа – фиг.4, системата отново има грешка в статика  $\varepsilon_{cm} = 0$  и време на преходния процес 2.46 s.



Фиг.4.

Динамиката и преходните процеси на системата със заваръчния робот са наблюдавани с помощта Matlab. Направените моделни изследвания са в средата на Matlab Simulink.

## 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По този метод, с добавяне на допълнителния блок не се повишава реда на диференциалното уравнение и не се внасят фазови измествания, като се анулира грешката в статика. Такова мащабиране се прави практически в много статични системи, което позволява да се разглеждат като астатични по отношение на задаващото въздействие. Това може да бъде достигнато при условие k = const. Ако общия коефициент на усилване е нестабилен, в системата це се появи статична грешка. Именно тук е влиянието на робота, на системата за техническо зрение. Въпреки че някои алгоритми за машинно зрение са разработени да имитират свойството на човека да възприема заобикалящия го свят, значителния дял от съществуващите методи за разпознаване са развити на базата на концепцията за обработване на изображенията, като по-висшето ниво включва елементи на осмисляне на възприятието, способността за получаване на нови познания във връзка с получени познания и опит.

## ЛИТЕРАТУРА

[1]. Бесекерский В.А, Попов Е.П., *Теория систем автоматического регулирования*, Наука, Москва, 1975, стр.260-261.

[2] Дорф Р., Бишоп Р. (2004), *Современные системы управления*, Лаборатория базовых знаний, Москва 2004, стр. 339-340

[3] Димитров В., (1999), Автоматизация на технологичните процеси, ТУ - Варна, 1999, стр. 118-119.

[4] Наплатанов Н., (1976), *ТАР*, Техника -София, 1999, стр. 359-355.

[5] Лесков Г.И. (1970), Электрическая сварочная дуга, Издательство: М., "Машиностроение" 1970, стр.335

[6]http://www.tu-sofia.bg/faculties/mf/adp/nntk\_files/konf-

11/Program/SYDYRGANIE\_2011.pdf

[7] http://engineering-review.bg/engineering-statii.aspx?br=36&rub=356&id=926

[8] http://info-svarka.ru/

[9] http://www.svarkainfo.ru/rus/lib/book/robot

**Автори:** Светлана Савова, гл. ас. д-р; Никола Николов, гл. ас. д-р - катедра "Автоматизация на производството", Технически Университет - Варна; *email: gerganowa-savova@lycos.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р В. Балавесов



# ФРАКТАЛНА СИСТЕМА С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ

## Надежда Радева

**Резюме:** Целта на доклада е да представи фракталната система за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка. Резултатите от симулациата на проектираната фрактална система показват високо качество, робастна усптйчивост и приложение в системите за управление.

**Ключови думи:** Управление с вътрешен модел, условна обратна връзка, фрактално управление, метод на полиномиална дробно рационална рекурсия, робастни системи.

## FRACTIONAL INTERNAL MODEL CONTROL SYSTEM WITH TWO DEGREES-OF-FREEDOM

## Nadezhda Radeva

**Abstract:** This paper has to propose Fractional Internal Model System with two degrees-of-freedom and relative feedbacks using fractional algorithm controller. The design system is shown effective result from simulation, which is proved robust properties and application in control system.

**Keywords:** Internal Model Control, relative feedback, fractional-order control, polynomial recursive method, robust system

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Известни са методи за синтез на робастни системи с две съставящи в управлението, структурната организация, на които съдържа номинален модел на управлявания обект и условна обратна връзка. *Фракталната* система за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка използва методите на: балансното уравнение за робастна устойчивост на системата, минимално отклонение от номиналната траектория и стабилизирано номинално отклонение от номиналната траектория, както и метод на полиномиална дробно рационална рекурсия с интегриране от непълен ред [ 1,2,3,5,6]

**Целта** на настоящата разработка е да се представи фрактална система за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка с високо качество и робастни свойства, повишаващи ефективността на проектираната система при априорна неопределеност с изменение на техните параметри съобразно режимни фактори. За изпълнение на тази цел разработката си поставя следните задачи:

- Да се предложи структура на фрактална система за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка
- Синтез на фрактален алгоритъм реализиран по метода на балансното уравнение на устойчивостта и полиномиална дробно-рационална рекурсия с интегриране от непълен ред
- Приложимостта на така проектираната фрактална система за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка на сложни енергийни системи

## 2. РЕШЕНИЕ

Настоящата работа предлага:

**2.1.** Структура на фракталната система с вътрешен модел и условна обратна връзка е дадена на фиг.1. Предложената структура се състои от фрактален регулатор с вътрешен модел реализиран по метода на дробно рационална рекурсия с интегриране от непълен ред и робастен филтър





**2.2.** Методът на балансното уравнение на устойчивостта и полиномиалната дробно-рационалната рекурсия [4,8,9,10,11,12] решава задачата за аналитичен синтез на робастни системи с интегратор от непълен ред, вътрешен модел и условна обратна връзка R(F)I (фиг.1) за управление на обекти в условията на априорна неопределеност, при *критерий* (1):

- 1) робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено множество П, удовлетворяващо изискванията (1.a);
- 2) минимална норма (1.b) на отклонението р на системата от номиналната траектория на съответстващата й параметрически несмутена система;

3) параметрична инвариантност на запаса на устойчивостта по фаза (1.c) в класа °вертикален профил°;

4) локален критерий  $\sigma$  (1.d) за качество ЛКК,

$$\left[ \rho \left( p \right) \right] = \left[ \frac{G^{\Pi}}{B + R^{*}G^{*}A} - \frac{G^{*}}{1 + R^{*}G^{*}} \quad \frac{\Delta G}{B + R^{*}G^{\Pi}A} \quad \frac{R^{*}G^{\Pi}}{C + R^{*}G^{\Pi}} - \frac{R^{*}G^{*}}{1 + R^{*}G^{*}} \right] \left[ \begin{array}{c} \nu \left( p \right) \\ \xi \left( p \right) \\ y^{o} \left( p \right) \end{array} \right] \right]$$

$$A = \left( 1 - G^{*}F_{\xi} \right), \quad B = \left( 1 - G^{\Pi}F_{\xi} \right), \quad C = \left( 1 - G^{\Pi}F_{\xi} \right) \left( 1 - G^{*}F_{\xi} \right)^{-1} = BA^{-1}$$

$$(2)$$

$$\eta (j\omega) = \frac{R(j\omega)G(j\omega)}{1+R(j\omega)G(j\omega)} = 1-e \quad (3)$$

$$e\left(j\omega\right) = \frac{1}{1 + R(j\omega)G(j\omega)} = 1 - \eta \quad (4)$$

$$F_{\xi}(p) = -\frac{R^{[]}(p) - R^{*}(p)}{1 + R^{*}(p) G^{*}(p)} \quad (5)$$

и начални условия за синтеза: априори известни  $G^*, \Pi, \sigma, \omega_c$ , където:

– отклонението  $\rho$  на синтезираната параметрически смутена робастна система от номиналната траектория (траектория на съответстващата й "номинална" параметрически несмутена система) се определя с (2);

– номинален модел  $G^*$  и моделът  $G^{\square}$  на "смутения на най-горна граница" обобщен обект за автоматизация (*OOA*);

- съответстващата на R(F)I "номинална" система е хипотетична параметрически несмутена линейна система, синтезирана към номиналния модел  $G^*$  по

метода на полиномиалната дробно-рационална рекурсия с интегриране от непълен ред за робастен синтез, определена с "номиналния" интегратор от непълен ред  $I_{ne}^{*}$  в качеството на  $R^{*}$ ;

- съответстващата на R(F)I "смутена на най-горна граница" система е хипотетична параметрически несмутена линейна система, синтезирана към модела  $G^{II}$  по метода на полиномиалната дробно-рационална рекурсия с интегриране от непълен ред за робастен синтез, определена със "смутения" интегратор от непълен ред  $I_{ne}^{II}$  в качеството на  $R^{II}$ ; [7]

- е и  $\eta$  (3), (4) са функциите на чувствителността и на допълнителната чувствителност на синтезираната робастна система R(F)I;

-  $F_{\xi}$  робастен филтър (5) в структурата на проектираната система (фиг.2), определен с помощта на  $I_{ne}^*$  и  $I_{ne}^{\square}$  в качеството на  $R^*$  и  $R^{\square}$ ;

–  $\beta = GI_{ne}$  - характеристика на отворената система с интегратор от непълен ред с честотно ограничена предавателна функция за диапазона  $\omega_A \div \omega_B$ , определен от множеството  $\Pi(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m)$  на параметрични смущения върху *OOA*, в качеството на регулатор;

-  $\omega_{u}$  единична честота на отворената номиналната параметрически несмутена система с интегратор от непълен ред  $|\beta^{nom}(j\omega_{u})| = |G^{*}(j\omega_{u})I^{*}_{ne}(j\omega_{u})| = 1;$ 

- *arg*  $\beta(j\omega_u)$  - запас на устойчивостта по фаза на системата от непълен ред;

 $-y^{\circ}$ , v са сигнални външни смущения, обобщени по канала на задание  $y^{\circ}$  и/или на натоварване v, а  $\xi$  са обобщени вътрешни адитивни или мултипликативни параметрични и/или структурни смущения в *OOA*.

**2.3.** *Реализиращият алгоритъм* на метода на балансното уравнение на устойчивостта и на полиномиалната дробно-рационалната рекурсия с интегриране от непълен ред се състои в аналитичния синтез на:

- параметрите на реалния интегратор I \* app, апроксимиращ в зададен честотен диапазон характеристиките на интегратор от непълен ред I \* в структурата на система от непълен ред към G\*;
- 2) параметрите на реалния интегратор I  $_{app}^{\Pi}$ , апроксимиращ в зададен честотен диапазон характеристиките на интегратор от непълен ред I  $_{ne}^{\Pi}$  в структурата на система от непълен ред към G  $^{\Pi}$
- 3) робастния филтър  $F_{\xi}$  съобразно зависимостта (5) при известни (или зададени в процеса на проектиране) модели  $G^*, G^{\Pi}, I^*_{app}, I^{\Pi}_{app}, \Pi u \ ЛКК \sigma$ .

Синтезираната R(F)I система се описва с (6).

$$u(p) = A(p)\varepsilon(p) + F_{\xi}(p)y(p), (A = I_{app}^{*}(1+G^{*}F_{\xi}))$$
(6)

където са възприети означенията:  $k_0$  - коефициент на реалния интегратор  $I_{app}$ от *m'*-ти непълен ред с честотно ограничена предавателна функция за диапазона  $(\omega_A \div \omega_B)$ , определен от множеството  $(\overline{\ell}_a, \overline{\ell}_m)$  параметрични смущения върху *ООА* с номинален модел  $G^*$ ;  $\Delta \omega_u = (\omega_B - \omega_A)$  - широчина на честотната лента на ограничителния диапазон;  $\omega_{b}$ ,  $\omega_{h}$ - долна, горна прагови честоти на  $\Delta \omega_{u}; m', (0 < m' < 1)$  - ред на непълното интегриране (не цяло, дробно число ) апроксимирано с  $I_{app}$ ; m', m' > 1  $(m'_{e} + m'_{n} = m')$  - ред на непълното интегриране с *m*'<sub>e</sub> - цяло число, *m*'<sub>n</sub> - не цяло, дробно число, апроксимирано с *I*<sub>арр</sub>; *N* (цяло число) - ред на полиномиалната апроксимация в реалния дробно-рационален интегратор от пълен ред  $I_{app}$ ;  $\omega_i$  и  $\omega'_i$  - срязващи честоти на полиномиалната рекурсивна апроксимация с N нули  $\omega'_i$  и N полюси  $\omega_i$ ;  $R_i$  - членове на полиномиалната рекурсивна апроксимация на I app;  $\omega_c$  - срязваща честота на номиналния модел на обекта G\*;  $\omega_{\mu}$ единична честота на отворената номинална параметрически несмутена система с интегратор от непълен ред, определена от  $|\beta^{nom}(j\omega_u)|=1; n$  - ред на номиналния модел на обекта  $G^*; n'$  - ред на модела на отворената система β, α, η - коефициенти на дробно-рационалната рекурсия;  $\Phi_m^{nom}$  - запас на устойчивостта по фаза;  $M_m$  - показател на колебателността в качеството на  $ЛКК \sigma$ .

**2.4. Числен пример.** С прилагане на предложените методи е проектирана фрактална система с вътрешен модел и условна обратна връзка с реален обект от енергетиката. Проведен е активен експеримент и е направена апроксимация на характеристиките на реалния обект с звено от първи ред със закъснение  $\tau = 147$  sec.



Фиг.3









Фиг.6



Фиг.7



#### 3. РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАЦИЯТА

Проектираната система е моделирана като за нея са изследвани:

1) Преходен процес при единичен стъпаловиден входен сигнал (фиг.3) и импулсен входен сигнал (Фиг. 4)

- 2) Честотни характеристики (фиг.5, фиг.6, фиг.7)
- 3) Робастна устойчивост и робастно качество (фиг.8) и (Фиг.9)

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представена фрактална система с вътршрн модел и условна обратна връзка с две съставящи в управлението. Систематизиран, анализиран и е реализиран алгоритъм с изполването на методите на балансното уравнение за робастна устойчивост на системата, минимално отклонение от номиналната траектория и стабилизирано номинално отклонение от номиналната траектория и стабилизирано номинално отклонение от номиналната траектория, както и метод на полиномиална дробно рационална рекурсия с интегриране от непълен ред. С така проектираната система е направена апроксимация на характеристиките на реалния обект с звено от първи ред със закъснение.

Новото в настоящата работата са и анализът на робастната устойчивост, и анализът на робастното качество на проектираната система, резултатите от които доказват еднозначно удовлетворяването на критерия, поставен при проектирането на системата, както и ефективността на използвания метод за нейния синтез.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Kilbas Anatoly A., Oleg I. Marichev, Stefan G. Samko (1993), *Fractional Integrals and Derivatives: Theory and Applications*, © Taylor & Francis, January 1993, ISBN: 2881248640, 1006 p.

2. Kiryakova V. (1994), *Generalized Fractional Calculus and Applications*, Pitman Research Notes in Mathematics Series No. 301, Longman Scientific and Technical, Harlow, Essex, © J. Wiley - USA, 1994, p. 160 3. Mainardi F., R. Gorenflo (2000), Fractional calculus: special functions and applications, in D. Cocolicchio, G. Dattoli and H.M. Srivastava (Editors), "*Advanced Special Functions and Applications*", Aracne, Roma (2000), 165-189

4. Nikolov E. (1999), *Fractional-Order Algorithms and*  $I_{ne}D_{ne}$ -*Controllers*, Sofia, Technical University Sofia, 1999, web: http://anp.vmei.acad.bg/Nicoloff

5. Nikolov E. (2001), *Robust Control System*,- Sofia, Technical university

6. Nikolov E., N. Radeva (2002), *Controllers with Fractal Integration*, - Proceedings of the National Conference AUTOMATICA AND INFORMATICS`02, Session "Control Instrumentation", Sofia, 2002, Vol. 2, 257-260

7. Nikolov E. (2003), Applied *method for process control* - I TUS, Sofia, ISBN 954-438-334-4, 2003, 358 p

8. Nishimoto K. (1989), *Fractional Calculus: Integrations and Differentiations of Arbitrary Order*, Univ. of New Haven Pr, March 1989, ISBN: 9990036381, 419 p.

9. Oustaloup A. (1995), *La dérivation non entière (théorie, synthèse et applications)*, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-456-1, ISBN 0989-3571, 508 p.

10. Oustaloup A., F. Levron, F. Nanot, B. Mathieu (2000), *Frequency band complex non integer differentiator: Characterization and synthesis*, IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol 47, n° 1, 2000, 25-40

11. Oustaloup Alain, Jocelyn Sabatier, Patrick Lanusse, Rachid Malti, Pierre Melchior, Xavier Moreau, Mathieu Moze (2008), *An overview of the CRONE approach in system analysis, modeling and identification, observation and control*, Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea, July 6-11, 2008 14254-14265

12. Podlubny I., I. Petráš, B. M. Vinagre, P. O'Leary, L' Dorcák (2002), *Analogue Realizations of Fractional-Order Controllers, Nonlinear Dynamics* An International Journal of Nonlinear Dynamics and Chaos in Engineering Systems, July - September 2002, Volume 29, Issue 1-4, 281-296

Автор: Надежда Радева, инж. маг. докторант - катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика; Технически Университет София; Сименс - България; *email: nadezhda.radeva@siemens.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## АВТОМАТИЗИРАНЕ НА УПРАВЛЕНИЕТО НА СКЛАДОВИТЕ НАЛИЧ-НОСТИ С ПОМОЩТА НА ИНТЕГРИРАНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕ-НИЕ НА РЕСУРСИТЕ (ERP)

## Виолина Георгиева, Александър Хаджидимитров

**Резюме:** Поддържането на оптимални складови наличности е ключов фактор за ефективността в съвременните предприятия. Чрез поддържане на оптимална наличност се скъсяват сроковете за доставка към клиента, за производство, намаляват се разходите за складиране. В съвременните предприятия тези цели се постигат с помощта на интегрирани софтуерни системи за управление на ресурсите (ERP – Enterprise Resource Planning). В настоящия доклад се илюстрира реализирането на такава автоматизация в предприятие за производство на електронни изделия с помощта на ERP система.

**Ключови думи:** Доставки, Планиране, Складови наличности, Система за управление, Ресурси, ERP, Складове, оптимизация

## USING ERP SYSTEMS FOR INVENTORY MANAGEMENT AUTOMATION

## Violina Georgieva, Alexander Hadjidimitrov

Abstract: Maintaining optimum inventory stock is a key factor for effectiveness in the modern enterprises. By maintaining optimum stock the terms for client delivery and production are shortened, storage expenses are decreased. In modern enterprises these tasks are performed with the use of integrated software systems for resource management (ERP – Enterprise Resource Plan-ning). This paper illustrates the implementation of such automation in electronic device production enterprise with the use of an ERP system.

**Keywords:** Purchases, Planning, Inventory, Management systems, ERP, Enterprise Resource Planning, Warehouse, Optimization

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Във всяко предприятие, работещо с артикули (материални запаси), много сериозно значение има поддържането на оптимални складови наличности. Това се постига чрез подходящо планиране на операциите с артикулите – покупка, производство, преместване между складове и т.н. В съвременните предприятия това се постига чрез софтуерни системи. В настоящия доклад се илюстрира употребата на интегрирана система за управление на бизнеса от клас ERP (Enterprise Resource Planning). Предимството на този вид системи е, че обхващат цялата дейност на предприятието – управление на финансите, склада, покупки, продажби, производство и т.н. Така от една страна всяка дейност се извършва еднократно (например въвеждането на документа за покупка на материали автоматично заприхождава артикулите в склада и едновременно с това прави съответните счетоводни записвания, записите за дневника по ДДС и т.н.). От друга страна цялата необходима информация се намира в една система. Това позволява при планирането да се вземат предвид всички данни, които са необходими, и съответно да се постигне добра точност на планиране, базирана на съответните показатели (напр. текуща складова наличност, очаквани доставки, очаквани продажби, планирано производство и т.н.). Интегрираността на системата има и предимството, че като резултат от планирането могат автоматизирано да се генерират съответните документи – поръчки за покупка към доставчиците, поръчки за производство, поръчки за трансфер между складовете и т.н., което спестява много ръчен труд.

Повечето примери тук са дадени за предприятие, произвеждащо и търгуващо с електронни изделия (двамата автори имат опит в такова предприятие – първият – като служител, използващ системата и участвал във внедряването и от страна на клиента, а вторият – като консултант, извършил внедряването и), но те са приложими (с евентуални малки изменения) за голям набор от предприятия – както производствени, така и чисто търговски.

## 2. ЦЕЛИ НА ОПТИМИЗИРАНЕТО

Поддържането на оптимални складови запаси води до няколко положителни ефекта, най-важните от които са:

- Намаляване на разходите за складиране складовите наличности изискват съответни разходи – например наем на помещението, разходи за оборудване (стелажи, палети и т.н.), за поддържане на подходящи климатични условия (температура, влажност на помещенията и т.н.). Съответно колкото по-малки са поддържаните складови наличности, толкова по-малки са и разходите за складиране;
- Намаляване на "замразените средства" при закупуването на материални запаси се влагат парични средства, които остават "замразени", докато съответните запаси не бъдат продадени (или вложени в продукти, които съответно да бъдат продадени). Така поддържането на големи складови наличности води до блокиране на паричните средства на предприятието.
- Предотвратяване на забавяне / пропускане на сделки или принудителен престой в производството, поради недостиг на материални запаси - поддържането на твърде ниски нива на материалните запаси (или тоталната липса на някои артикули) също представлява проблем – например идва клиент за даден артикул, но не може да бъде обслужен, тъй-като съответния артикул го няма на склад (и не може да бъде доставен в достатъчно кратък срок). Съответно в производствено предприятие – забавяне на процеса на производство, тъй-като някой от необходимите материали не е на склад и съответно е необходимо да бъде изчакана доставката му (през

което време изплащаме заплати на работниците, без да можем да им осигурим работа, машини не работят и т.н.).

Тези ефекти се постигат чрез подходящо планиране на складовите наличности (чрез планиране на формиращите ги дейности – покупка на артикули, производство на продукция, преместване между складове и т.н.). Оптималност се търси по отношение на:

- Минимален срок на изчакване на материали и стоки (избягване на забавяне в производството и / или доставката към клиента поради недостиг на наличности);
- Минимален престой на стоките и материалите в склада (избягване на поддържане на големи наличности за дълъг период от време с цел намаляване на разходите за складиране);
- Оптимизиране на процеса на покупка чрез групиране на сходни заявки към доставчиците с цел намаляване на разходите за транспорт и обслужване;
- Оптимизиране на процеса на производство чрез групиране на сходни заявки за производство;

Постигаме го, като подадем навреме заявките за покупка към доставчиците си, вземайки предвид необходимите времена за реакция от тяхна страна, за транспорт и др. Важно е и поръчката да е за подходящите количества – достатъчни, за да задоволят текущите нужди, но не твърде големи, за да залежават в склада. Същото важи и за продуктите, които се произвеждат в предприятието.

# 3. СКЛАДОВЕ И ДВИЖЕНИЕ НА НАЛИЧНОСТИТЕ

Една от първите стъпки при внедряването на система за управление на складовите наличности (в частност и ERP система) е обособяването на складовете и подразделенията им, както и на допустимите операции с тях. В системата складовете се дефинират като "Местоположения". Всяко местоположение си има свой уникален код, по който то се идентифицира в системата. Местоположенията могат да отговарят както на реални складови помещения, така и да са "виртуални" (да няма конкретно помещение зад тях). Например едно физическо помещение може да бъде разделено на няколко виртуални – примерно склада за материали може да се раздели на местоположения "Бои", "Пластмаси", Електронни компоненти", "Амбалаж" и т.н., независимо че физически всички тези материали се намират в едно и също помещение. Този вид разпределение помага за по-добрата логическа организация на складовите наличности в системата (например ако се интересуваме какви електронни компоненти имаме в наличност, ще изведем справка за съответния склад. Ако имахме един единствен склад "материали", трябваше да пуснем справка за него, ограничавайки кои артикули да бъдат обхванати). Друг пример за виртуален склад е склад "Брак", в който да се заприхождават дефектирали изделия. Физически обикновено това е някаква част от склад "Производство" (или "Готова продукция"), но е поудобно да се обособи като отделна логическа единица.

Втората важна стъпка е да се определят операциите, които ще се извършват с всеки склад. Основният списък на операции, които се разглеждат са:

- Покупка заприхождаване на артикули, закупени от външен доставчик;
- Продажба изписване на артикули, продадени на външен клиент;
- Производство заприхождаване на артикули, произведени в рамките на предприятието;
- Консумация изписване на артикули с цел влагането им в производство на продукция (в рамките на предприятието);
- Преместване изписване на артикули от един склад и последващото им заприхождаване в друг (и двата склада са в рамките на предприятието);

Условно ще разделим материалните запаси (артикулите) на следните групи:

- Материали тази група артикули служат като съставни части на произвежданите продукти. Те се закупуват от външни доставчици и се използват в рамките на предприятието. Допустимо е понякога да се продават и на клиенти (например като резервни части);
- Стоки тази група артикули се купуват с цел препродажба. Не се използват за производство на продукция. Ако даден артикул се използва както за директна продажба, така и като съставна част на някой продукт, той се дефинира като материал;
- Продукти това са артикули, произвеждани в рамките на предприятието с цел продажба. Не се закупуват;
- Полуфабрикати това са артикули, произвеждани в рамките на предприятието с цел влагането им в други продукти (например печатна платка с монтирани на нея компоненти, която в последствие ще бъде вложена в готово изделие). Не се закупуват;

В зависимост от размера и дейността на предприятието се дефинират различни местоположения. Един примерен списък е даден в следната таблица:

Местопо ложение	Употреба	Захранва се чрез	Изпразва се чрез
Механични материали	Съдържа механичните ма- териали, използ- вани в производс- твото	Покупка	
Елект- ронни компо- ненти	Съдържа електронните компоненти, из- ползвани в произ- водството	Покупка	
Стоки	Съдържа стоките	Покупка	Преместване към «Търговски от- дел»

Производ- ство полуфабри- кати	В него се извършва произ- водството на по- луфабрикати. От- говаря на съот- ветния производс- твен цех	Материали – чрез преместване от склад «Ме- ханични материали» или «Електронни компоненти» Продукти – чрез зап- рихождаване на готовите полуфабрикати	Материали – консумация при производство Продукти – чрез преместване в склад «полуфабри- кати»
Полуфаб- рикати	В него се съхраняват произ- ведените полу- фабрикати	Преместване от склад «Производство полуфабри- кати»	Преместване към склад «Произ- водство готова про- дукция»
Производ- ство готова про- дукция	В този склад се извършва производството на готовата про- дукция	Материали – чрез преместване от склад «Ме- ханични материали» или «Електронни компоненти» Полуфабрикати – чрез преместване от склад «По- луфабрикати» Продукти – чрез зап- рихождаване на готовите продукти	Преместване към склад «Готова продукция»
Готова продукция	В този склад съхранява произведената го- това продукция	Преместване от склад «Производство на готова продукция»	Преместване към склад «Търгов- ски отдел»
Търговски отдел	От този склад се извърш- ват продажбите към клиентите	Преместване от скла- дове «Механични матери- али», «Електронни компо- ненти», «Стоки», «Готова продукция»	Продажба

Даденият списък е примерен. Например в някои предприятия е възможно местоположенията "Търговски отдел", "Стоки" и "Готова продукция" да бъдат обединени. Или пък да бъдат разделени на повече местоположения (напр. "Вътрешно-търговски отдел" и "Външно-търговски отдел" или пък "Производство София", "Производство Варна"...). Какво решение ще бъде взето зависи от конкретното предприятие и от системата, която се внедрява. Важното е, да се постигне добра логическа структура и ясно дефиниран поток на движение на артикулите.

# 4. МЕРНИ ЕДИНИЦИ И КРАТНОСТИ

След като сме определили местоположенията и допустимите движения, трябва да дефинираме списъка на мерните единици и съответните кратности за всеки артикул. Съответно кои от тях ще бъдат използвани за всяка операция. Например SMD резисторите могат да пристигат на книжни ролки по 5 000 броя на ролка, по 10 ролки, опаковани в кашон. Съответно от доставчика може да купуваме само цели кашони. Същевременно, обаче при производството на платки (полуфабрикат) те се влагат на бройка. В системата за съответния артикул се задават връзките между отделните мерни единици (в случая 1 ролка = 5 000 броя, 1 кашон = 10 ролки = 50 000 броя). Една добра политика би била от склад "Електронни компоненти" към склад "Производство полуфабрикати" да се трансферират само цели ролки. Вече започнатите ролки да се съхраняват в склад "Производство полуфабрикати" до пълното им изчерпване. Така се подобрява значително отчетността (в склад "Електронни компоненти" имаме само цели ролки, които се отчитат значително по-лесно, отколкото ако трябва да броим до отделна бройка), облекчава се процеса на инвентаризация и планиране. Съответно в склад "Електронни компоненти" артикулът ще се заприхождава на цели кашони. Системата има грижата да прави съответните преобразувания между мерните единици.

Друг подобен пример е производството на печатни платки. Голата платка се отпечатва на текстолитена подложка. Обикновено на един лист се отпечатват няколко платки. Нека например на един лист имаме 4 платки по височина и 3 на ширина, т.е. общо 12 голи платки. Те се разделят чак след като е извършен монтажът на SMD елементите. Това означава, че производството на такива платки може да става само на серии по 12 броя (12, 24, 36 и т.н.). Това, обаче може да не е единственият важен параметър при определяне на произвежданото количество. Отпечатването на един лист изисква настройка на машината, която не е икономически изгодно да се прави за по-малко от 2 000 броя. Така получаваме, че трябва да произвеждаме накуп поне 2 000 броя голи платки на серии по 12 броя или в случая – най-малкото 2004 броя. Ако искаме да усложним задачата – можем да приемем, че на всеки 10 000 броя е необходимо машината да бъде калибрирана, което също води до някакви ограничения (не можем да произвеждаме повече от 10 000 платки накуп, същевременно ако през малък период от време ни трябват 2 серии съответно от 2 000 и 3 000 платки ще е по-изгодно да ги обединим, за да имаме само веднъж разходи за настройка. Ако обаче сериите са от 3 000 и 8 000 това вече не е възможно, тъй-като ще е нужно междинно калибриране на машината).

## 5. ИЗХОДНИ ДАННИ В ПРОЦЕСА НА ПЛАНИРАНЕ

След като сме определили местоположенията, допустимите операции с тях, артикулите, мерните единици и кратностите можем да пристъпим към самия процес на планиране (политиките на планиране и параметрите, които го управляват ще разгледаме по-надолу). Самото планиране се базира на необходимостта от артикулите (реална и потенциална), която се определя от следните фактори:

- Поръчки за продажба това са документи, които се създават от търговците, когато получат заявка от някой клиент. Всяка поръчка съдържа списък на артикулите, които са заявени, количеството им и датата, на която трябва да се доставят на клиента. На тяхна база се определят нуждите от артикули за продажба;
- Производствени поръчки това са документи, в които се описва какво следва да бъде произведено (готова продукция и полуфабрикати). Те могат да се създадат ръчно или автоматизирано от процеса на планиране в

системата. На тяхна база се определя нуждата от материали и полуфабрикати.

- Текуща складова наличност тя се взема предвид, когато се определят количествата, които да заявим за покупка към доставчик или за производство. Например ако имаме нужда от 5 000 броя от даден артикул, определена от поръчките за продажба, но на склад имаме 3 500 броя, към доставчика ще пуснем заявка само за 1 500 броя. Това, разбира се, важи само в случая, когато нямаме зададени допълнителни условия. Ако например имаме и условието, че искаме винаги да поддържаме на склад поне 2 500 броя от артикула, то заявката към доставчика ще е за 4 000 броя.
- Прогнози за продажби те ни позволяват да зададем очакваното търсене по периоди. Така при планиране на доставките и производството, освен реалните нужди, определени от поръчките за продажба, ще се вземат предвид и прогнозните. Така се подсигуряваме с количество, което очакваме, че ще ни е необходимо, но все-още нямаме реална нужда от него. По тази причина е много важно правилното прогнозиране, защото ако въведем твърде голяма прогноза, това ще доведе до презапасяване и съответно влагане на излишни ресурси, които остават дългосрочно блокирани.

## 6. ПОЛИТИКИ НА ПЛАНИРАНЕ НА НАЛИЧНОСТИТЕ

В зависимост от вида на артикула, предприятието, клиентите и др. се прилагат различни политики на планиране. Най-често прилаганите са:

- "Поддържане на максимална складова наличност" при тази политика целим винаги да поддържаме на склад определена наличност, зададена с горна и долна граница. Тя е много удобна, когато се касае за продажби на дребно на универсални стоки (такива, които се продават без модификация на всеки клиент), които се предоставят на клиента на момента. Това са повечето продажби в магазини. В този случай определяме периода, през който искаме да зареждаме съответния артикул (например веднъж седмично) и на база на статистика на продажбите определяме колко средно продаваме от него за периода. Можем да предвидим и някакъв минимален резерв. Съответно настройваме процеса на планиране така, че за съответния артикул винаги да се поддържа наличност в тези граници. (Например ако за даден артикул искаме да се зарежда веднъж седмично и за една седмица продаваме средно по 300 броя, като искаме да си гарантираме резерв от 50 броя ще настроим системата да ни поддържа наличност между 50 и 350 броя).
- "По поръчка" в този случай правим поръчка за покупка/производство, само когато имаме поръчка от клиент. Тя е подходяща, когато правим продажба по каталог на стоки и продукти, за които нямаме регулярно търсене и не е подходящо да ги държим на склад. Особено подходящ е в случаите, когато съответният продукт се модифицира за всеки клиент (или се изработва по клиентска спецификация). В този случай Поръчка за покупка

/ производство се прави само на база поръчка за продажба, като съответните количества съвпадат;

- "По серии" този метод е подобен на "По поръчка". Разликата е, че тук се обобщават поръчките за продажба за даден период и се прави една обща поръчка за покупка / производство. Той е подходящ, когато продаваме стоки със забавена доставка, които нямат специфика за всеки клиент;
- "Фиксирано количество" при тази политика купуваме / произвеждаме фиксирано количество при определени условия (обикновено падане на складовата наличност под даден праг). Той е подходящ, когато процесът на покупка / производство предопределя по дадени причини артикулът да се захранва на фиксирани серии (например машината може да произвежда по 2 000 броя наведнъж – не може да се произведат по-малко, а за следващите се изисква ново зареждане/настройка и може да се произведат пак 2 000... Или пък е целесъобразно артикулът да се купува на цели контейнери, за да се пести от транспорт, а един контейнер ни е достатъчен, за да покрие търсенето за един месец...).

## 7. ПАРАМЕТРИ, ОПРЕДЕЛЯЩИ ПРОЦЕСА НА ПЛАНИРАНЕ

В зависимост от избраната политика, за всеки артикул и всяко местоположение, в което той се използва, се настройват някои от следните параметри:

- Метод на захранване чрез производство, чрез покупка или чрез преместване от друг склад;
- Политика някоя от политиките, изброени по-горе;
- Цикъл на поръчка период, за който да се групират заявките (напр. ако периодът е една седмица и в рамките на седмицата имаме в различни дни 3 поръчки за продажба съответно за 10, 20 и 50 броя, системата ще генерира една поръчка за покупка за 80 броя. Ако обаче периодът е 1 ден – ще се генерират 3 отделни поръчки);
- Гаранционно време определя времето, за което съответният артикул може да бъде доставен (например ако периодът е 10 дни и сме обещали на клиентът да го доставим на 23-ти, то поръчката към доставчика трябва да бъде подадена най-късно на 13-ти).
- Гаранционен запас наличност, която искаме винаги да поддържаме на склад;
- Точка на поръчка наличност, при която се подава следващата заявка за покупка / производство;
- Количество за поръчка количеството, което да бъде поръчано (при политика с фиксирано количество на поръчка);
- Максимална наличност максимална наличност, която да бъде поддържана на склад;
- Минимално количество в поръчка минимално количество, което може да бъде поръчано;
- Максимално количество в поръчка максимално количество, което може да бъде поръчано;

 Кратност – количество, на което да бъде кратна поръчката (например в примера за кондензатора – това количество е 50 000 – 10 ролки по 5 000 броя);

Да разгледаме примера с кондензатора от предходните точки. Той е материал, който се използва в производството на печатните платки (които са полуфабрикат). Доколкото той е универсален елемент, който се влага в много различни платки, вероятно за него най-подходяща ще е политиката "По серии". Ще му направим настройка за складове "Електронни компоненти" и "Производство полуфабрикати":

Параметър	"Електронни компоненти"	"Производство полуфабрикати"	Коментар
Метод на захран- ване	Покупка	Преместване от склад "Елект- ронни елементи"	
Политика	По серии	По серии	
Цикъл на поръчка	1 месец	1 ден	Покупката я правим веднъж ме- сечно, за да пестим от транспорт, преместването от склад в склад – ежедневно, за да не претрупваме склад "Производство"
Гаранционно време	2 седмици	0	Периодът за получаване от достав- чика е 2 седмици, при местене от склад в склад – няма съществено забавяне
Гаранционен запас	1 000 000	0	1 000 000 с средната консумация за 2 седмици – подсигуряваме си, че докато идва доставката няма да ос- танем без наличност. За склад производство можем винаги да се снабдим при нужда
Минимално коли- чество в поръчка	5 000 000	0	За склад "Електронни компо- ненти" се определя от договоре- ността ни с доставчика, за склад "Производство" – нямаме ограни- чение
Максимално коли- чество в поръчка	10 000 000		За склад "Електронни компо- ненти" се определя от договоре- ността ни с доставчика, за склад "Производство" – нямаме ограни- чение
Кратност	50 000	5 000	За склад "Електронни компо- ненти" – на кашон, за склад "Про- изводство" – на ролки

# 8. ПРОТИЧАНЕ НА ПРОЦЕСА НА ПЛАНИРАНЕ

Процесът на планиране протича по следния начин:

- Определят се нуждите за периода по артикули и местоположения (на база на поръчките за продажба, складовите наличности и т.н.);
- Определят се необходимите операции за покриване на нуждите (покупка, производство, преместване от други местоположения);
- Генерират се съответните документи (поръчки за преместване, покупка и производство). При физическото им реализиране (получаване на доставка, производство на продукт, преместване от склад в склад), те се отразяват в системата.

## 9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Планирането и оптимизирането на складовите наличности придобива все по-голямо значение в съвременните предприятия. ERP системите позволяват този процес да бъде значително автоматизиран и ускорен. Основният фактор за правилното протичане на процеса е правилното определяне на параметрите на артикулите и на системата като цяло.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] "Microsoft Dynamics NAV" – user manuals and training materials, Microsoft Corp. – 2005-2011

[2] проф. д-р инж. Георги К. Цветков, "Производствен мениджмънт", София, "СОФТТРЕЙД" 2006 г.

[3] Кръстев К.З. и др., "Складови и транспортно - складови ситеми", Издателство "Техника", 1992г

Автори: Виолина Георгиева, маг. инж., докторант към катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет – София, София 1000, бул. "Кл. Охридски" 8, *violina\_jg@abv.bg*; Александър Хаджидимитров – ЕRP консултант в Тим ВИЖЪН България, *Alexander@Hadjidimitrov.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р В. Гълъбов



## МЕТОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА РОТОРНАТА ВРЕМЕКОНСТАНТА НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ В СИСТЕМИ С ИНДИРЕКТНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ

# Иван Уливеров, Евтим Йончев, Тодор Йонков

**Резюме:** В работата се предлага метод за точно определяне на роторната времеконстанта на асинхронен двигател, необходима при задаване на хлъзгането на роторното потокосцепление в системите с индиректно векторно управление. Идентификацията се извършва в неподвижно състояние на мотора. Методът предлага използване на еталонен сигнал с определена форма, задаващ статорния ток. Оценката на роторната времеконстанта се извършва по формата на получения отговор по напрежение. Адаптивна корекция на продължителността на въздействието на тестовия сигнал се извършва при установяване на несъответствия между реално получения изходен сигнал и еталонния, предварително дефиниран от метода.

Ключови думи: роторна времеконстанта, индиректно векторно управление

## DETERMINING THE ROTOR TIME CONSTANT OF INDUCTION MOTOR IN INDIRECT VECTOR CONTROL SYSTEMS METHOD

## Ivan Uliverov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov

Abstract: In this paper is proposed method for accurate determination of rotor time constant of induction motor needed for setting down the slip of the rotor flux in the systems with indirect vector control. Unlike the traditional methods, here is proposed identification of parameters in standstill position of the motor. The method presents use of reference signal with certain form toward to the input of the system which gives the rotor flux in zero-torque in d-q reference frame. The estimation of the rotor time constant is done from the received stator voltage response. Adaptive adjustments of the duration of the impact of the test signal is made by establishing the discrepancy between real output signal and the referenced signal pre-defined in the method.

*Keywords:* rotor time constant, indirect vector control

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Векторното управление е един от най-популярните методи за управление на асинхронни двигатели /АД/. При него точната ориентацията по полето определя качествата на цялата системата, което от своя страна изисква точно определяне на параметрите на АД[2]. От друга стана АД и честотният преобразувател, кой-

то управлява двигателя, често пъти са от различни производители, което налага микроконтролера, управляващ преобразувателя автоматично да измери и след това да пресметне всички параметри на АД, необходими за съответния метод за управление. Освен това стойностите на параметрите на АД се променят при изменение на температурата. Това налага извода, че преди стартиране на системата за управление на АД е необходима първоначална самодиагностика и идентификация на параметрите му[3]. Най-често идентификационният метод се базира на еквивалентната схема на АД.

Класическият подход за определяне на параметрите на АД включва: тест за определяне на съпротивлението на статора чрез захранването му с постоянен ток и измерване пада на напрежение върху съответната намотка, опит в режим на празен ход, при който АД е развъртян до синхронна скорост, чрез който се определя намагнитващия ток и режим на късо съединение, при който роторът на АД трябва да бъде неподвижен, а захранващото напрежение да е понижено, но да осигурява номинален ток през намотката, чрез който се определят останалите параметри на двигателя[4,5]. Когато АД е куплиран с даден механизъм, което не позволява развъртането му, горепосочените опити не са приложими. В работата се предлага метод за определяне на параметри на АД (роторна времеконстанта) с помощта на цифров сигнален процесор (DSP) чрез прилагане на еталонен токов импулс към статора и оценка на напрежението върху съответната намотка. В основата на метода е определянето на продължителността на еталонния импулс, като оценка за роторната времеконстанта.



2. МОДЕЛ НА АСИНХРОНИЯ ДВИГАТЕЛ

На фиг.1 е представена еквивалентната заместваща схема на АД с приведена индуктивност на разсейване към статора, подходяща за системи, управлявани с ориентация по роторното потокосцепление[1]. Уравненията за напреженията на статора и ротора са както следва:

$$u_{s} = i_{s}R_{s} + \sigma L_{s}\frac{di_{s}}{dt} + \frac{L_{m}^{2}}{L_{r}}\frac{d}{dt}(i_{s} + i_{r}^{"})$$
(1)
$$0 = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} (i_s + i_r^{"}) + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_r^{"} - jn_p \omega_r \frac{L_m^2}{L_r} \psi_r \quad (2)$$
$$L_\sigma = (1 - \sigma) L_m \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad i_r^{"} = \frac{L_r}{L_m} i_r$$

където

В уравненията (1) и (2)  $u_s$  и  $i_s$  са вектори на статорното напрежение и статорния ток в координатна система, ориентирана по роторното потокосцепление. Токът  $i_r$  е  $L_r / L_m$  пъти от този, на действителния роторен ток,  $\omega_r$  е ъгловата скорост на ротора, статорното съпротивление е  $R_s$ , роторното -  $R_r$  а  $n_p$  е броят на чифтовете полюси.

При неподвижен ротор  $\omega_r = 0$  и нулево хлъзгане на потока спрямо ротора единствено напрежението и токът по оста *d* се използват за оценка на роторната времеконстанта. Тогава уравнения (1) и (2) се преобразуват:

$$u_{ds} = i_{ds}R_{s} + \sigma L_{s}\frac{di_{s}}{dt} + \frac{L_{m}^{2}}{L_{r}}\frac{d}{dt}(i_{ds} + i_{dr}^{"})$$
(3)

$$0 = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d}{dt} (i_{ds} + i_{dr}^{"}) + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{dr}^{"}$$
(4)

Намагнитващият ток се определя от  $i_m = i_{ds} + i_{dr}$ , а роторната времеконстанта  $\tau_r = L_r / R_r$ . Следователно може да се запише:

$$u_{ds} = i_{ds}R_s + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_m}{dt}$$
(5)  
$$i_m = \frac{1}{\tau_r p + 1} i_{ds}$$
(6)

Нека формата на статорния ток  $i_{ds}$  и статорното напрежение  $u_{ds}$  изглеждат като тези на фигура 2. Ако приемем, че началните стойности при  $t = t_0^-$  са:

$$u_{ds}(t_0^-) = u_0 \quad i_{ds}(t_0^-) = i_{s0} \quad i_m(t_0^-) = i_{m0}$$
(7)

В момента  $t_0^+$  статорният ток се изменя от  $i_{s0}$  до  $i_{m0}$ , което е еквивалентно на стъпален сигнал:

$$i_{ds}^{s}(t) = i_{s0} + (i_{m0} - i_{s0})u(t - t_{0})$$
(8)

където

$$u(t - t_0) = \begin{cases} 1 & t \ge t_0 \\ 0 & t < t_0 \end{cases}$$
(9)

На фиг.3 са показани формата на статорния ток  $i_{ds}$  и статорното напрежение  $u_{ds}$  при различни продължителности на стъпалния сигнал. Видно е, че напреже-

нието винаги достига установена стойност  $R_s i_{m0}$ , но само ако оценената стойност на роторната времеконстанта  $\hat{\tau}_r$  е равна на действителната  $\tau_r$  ( $\hat{i}_m$  е равен на  $i_{m0}$  в момент  $t_0$ ), напрежението се установява на стойност  $R_s i_{m0}$  за минимално време, почти безинерционно.



#### 4. ИЗБОР НА ТЕСТОВ СИГНАЛ

Изборът на тестовия сигнал се определя от сложността при генериране му и неговото прилагане към мотора. В работата е избран стъпален сигнал с определена амплитуда и продължителност. Амплитудата определя точността на идентификационния метод, т.е. необходимо е да бъде известен номиналният ток на съответния АД  $I_{dN}$ , който се задава като максимална стойност на тестовия -  $I_{max}$  сигнал. Точността на идентификационния метод може да се изрази чрез оценената чувствителност:

$$\gamma = \frac{\Delta \hat{i}_m}{\Delta \hat{\tau}_r} = \frac{\hat{i}_m - i_m}{\hat{\tau}_r - \tau_r} \tag{10}$$

При стъпален сигнал със следната форма:



Фиг.4

След заместване в (6) за намагнитващия ток се получава:

$$i_{m} = -I_{\max} + (I_{\max} + I_{dN})u(t)e^{-\frac{1}{\tau_{r}}t}$$
(12)

Оценения намагнитващ ток:

$$\hat{i}_m = -I_{\max} + (I_{\max} + I_{dN})u(t)e^{-\frac{1}{\hat{r}_r}t}$$
(13)

За чувствителността се получава:

$$\gamma = (I_{\max} + I_{dN}) \frac{e^{-\frac{1}{\hat{\tau}_r}t} - e^{-\frac{1}{\tau_r}t}}{\hat{\tau}_r - \tau_r}$$
(14)

Функцията има максимум при  $t = t_0$ 

$$t_{0} = \hat{\tau}_{r} \frac{\ln \frac{\hat{\tau}_{r}}{\tau_{r}}}{\frac{\hat{\tau}_{r}}{\tau_{r}} - 1}$$
(15)

При доближаване на прогнозната стойност на роторната времеконстанта към действителната чувствителността намалява. Чрез граничен преход се установява, че  $\gamma$  е достатъчно голямо когато  $\hat{\tau}_r$  доближава  $\tau_r$ :

$$\lim_{\hat{\tau}_r \to \tau_r} t_0 = \lim_{\hat{\tau}_r \to \tau_r} \hat{\tau}_r \frac{\ln \frac{\hat{\tau}_r}{\tau_r}}{\frac{\hat{\tau}_r}{\tau_r} - 1} = \tau_r$$
(16)

След заместване на (16) в (13) се получава изразът за големината на намагнитващия ток:

$$\hat{i}_m = -I_{\max} + (I_{\max} + I_{dN})e^{-1} = -I_{\max} + 0.37(I_{\max} + I_{dN}) = -0.63I_{\max} + 0.37I_{dN}$$
(19)

#### 5. СХЕМА ЗА ОЦЕНЯВАНЕ

Ако  $\hat{\tau}_r > \tau_r$ , формата на статорното напрежение ще е показаната на фиг. 5(а), където  $\Delta S = S_2 - S_1$  представлява "грешката" на площите. В този случай грешката е  $\Delta S < 0$ . При  $\hat{\tau}_r < \tau_r$ , фиг. 5(б), грешката е  $\Delta S > 0$ .

Функционалната схема, с която е реализиран алгоритъмът за оценка (20), е показана на фиг. 6

$$\hat{\tau}_r(n) = \hat{\tau}_r(n-1) + k\Delta S \tag{20}$$





#### Фиг.6

## 6. СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

За оценка на приложимостта и точността на предложения метод са проведени симулационни изследвания в среда Matlab/Simulink с инвертор на напрежение с пространствена векторна модулация с комутационна честота 5[kHz], без компенсация на "мъртвото" време.

Регулаторите на  $i_d$  и  $i_q$  са пропорционално-интегрални, настроени по модулен оптимум. Използван е модел на асинхронен мотор с номинална мощност 0.93[kW] и роторна времеконстанта 0.123[s] с отчитане на насищане на намагнитващия контур.

На фигура 8 е показан токът  $i_d$ , зададен чрез тестовия сигнал от фиг.7, а на фиг.9 – изходът на регулатора на  $i_d$ .

Във функция от грешката между прогнозната и действителната стойност на роторната времеконстанта се определя формата на изходното напрежение на регулатора, което се оказва идентично с теоретичния анализ.







В работата е предложен метод за определяне на роторната времеконстанта при първоначално пускане в експлоатация на системи за индиректно векторно управление на асинхронни мотори. Предимствата на предложения идентификационен подход са:

1. Намагнитващият ток е ограничен до номиналния за машината, което гарантира че идентификацията се извършва в зоната на линейно изменение на магнитния поток.

2. Методът използва съществуващата система за управление (токови регулатори, наблюдател на  $i_d$  u  $i_q$  и генератор на пространствена векторна модулация) без да е необходим допълнителен модел.

3. Методът е приложим при задвижвания, куплирани с работни механизми и агрегати и не изисква механичното им развързване.

#### БЛАГОДАРНОСТИ

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ-МОМН за финансирането на проект ДТК02/1-2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Chiasson, John Nelson.(2005), *Modeling and high performance control of electric machines* ISBN 0-47 1 -68449-X (cloth) IEEE Press series on power engineering),crp.503-507

[2] Novotny D. W. and Lipo T. A., (1997) *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press Inc., Oxford, New York,

[3]Vas, Peter.(1998), *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, crp.705-720,

[4] Lin, Yih-Neng, Chen, Chern-Lin,(1999) *Automatic IM Parameter Measurement Under Sensorless Field-Oriented Control*, IEEE Transaction on industrial electronics, vol. 46, No 1,

[5] Vas P. ,(1993) *Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines* New York: O.University Press

Автори: Иван Уливеров, докторант, кат. АЕЗ, ФА, Технически университет-София, Евтим Йончев, гл. ас., д-р, кат.АЕЗ, ФА, ТУ-София, *email: efo@tu-sofia.bg*, Тодор Йонков, доц., д-р, кат.АЕЗ, ФА, ТУ-София

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# ПРЕВКЛЮЧВАЕМИ УПРАВЛЯВАЩИ СТРУКТУРИ ЗА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА КЛИМАТА В СГРАДНИ СИСТЕМИ

# Дочо Цанков, Тодор Йонков, Евтим Йончев

**Резюме:** Работата е посветена на енерго-ефективното управление като акцентът е върху системите с превключваеми структури. Представена е една реализация на съвместна работа между различни типове топлинни обекти в системи регулиращи температурата на подавания "свеж" въздух. На базата на проведено симулационно изследване е направена реализация в контролерна програмна среда TAC Menta. Създадената програма е внедрена в експериментална лабораторна вентилационна система 9211.

**Ключови думи:** превключваеми структури, съвместно управление, вентилационни системи, TAC Menta.

## SWITCHABLE CONTROL STRUCTURES FOR ENERGY EFFICIENT CONTROL IN BUILDING SYSTEMS CLIMATE

## Docho Tsankov, Todor Ionkov, Evtim Yonchev

**Abstract**: The work is devoted to energy efficient management with a focus on systems with switchable structures. Presented is a realization of collaboration between different types of thermal objects in the systems temperature control of supply "fresh" air. Based on the conducted simulation study has been made realization in programming environment TAC Menta. Established program is implemented in an experimental laboratory HVAC system in 9211.

Keywords: switchable structures, combined control, HVAC, TAC Menta.

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В системите за климатизация много често се налага на базата на един измерим или оценяван параметър да се осъществява управление по няколко канала всеки един със съответния изпълнителен механизъм. Съвместяването на работата на тези механизми изисква превключване както на ниво закон за регулиране, така и на ниво структура на обект за регулиране. Едни от най-често използваните агрегати в тези системи [1] са: рекуператорът, охладителният и отоплителният топлообменник и овлажнителят. Всеки от тези канали има специфично въздействие върху работния флуид, което трябва да бъде отразено върху структурната схема на системата. При прилагането на енерго-ефективни алгоритми и наличие на четиритръбна схема от изключителна важност е да не се допуска едновременно задействане на охлаждане и отопление, а що се отнася до рекуперираната енергия, нашето желание е тя да е максимално възможната.

## 2. ПРЕВКЛЮЧВАЕМИ УПРАВЛЯВАЩИ СТРУКТУРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА КЛИМАТИЗАЦИЯ

При използване на превключваеми структури подходите са два [2],[3]. Първият изисква наличност на един параметър, който искаме да регулираме и множество управляващи въздействия със съответни изпълнителни механизми. Пример за това е регулирането на температурата на входящия в помещенията въздух чрез: скоростта на въртене на ротационния рекуператор и вентилите на входа на охладителна и отоплителна секция.

Вторият подход имаме при обратната ситуация: на лице е един изпълнителен механизъм или едно управляващо въздействие и множество сигнали за обратна връзка или параметри, на които влияем. Типичен пример от системите за сградна автоматизация е температурата на преминалия през топлообменник въздух и температурата на помещенията, влияещи върху изпълнителния механизъм, регулиращ дебита на загряващ или охлаждащ топлоносител. Първият подход намира по-голямо приложение и вида на структурната схема от този вид е показана на фиг.1.



Фиг.1.

Характеристичните уравнения за два диапазона на изхода *MV* на регулатора *Wr* са:

MV = 0 - 100%	$1 + WrWvl_1Wo_1Wfb$	(1)
MV = 100 - 200%	$1 + WrWvl_2Wo_2Wfb$	(2)

Разделянето на въздействията в отделните диапазони е възможно ако са изпълнени следните условия:

- 1) необходимо е да имаме на един регулатор повече от един изпълнителен механизъм (ИМ);
- 2) имаме причинно-следствена връзка между всеки ИМ и контролираната променлива;
- 3) съставен е ясен приоритет за последователност на работа.

# 3. СХЕМА НА ОПИТНАТА ПОСТАНОВКА

Нека поставим конкретни изисквания към нашата система за климатизация.

Основните фактори, характеризиращи микроклимата [1], са температурата и влажността на въздуха, а също така и скоростта му. За да се осигури високо качество на въздуха в сградата, той трябва да е постоянно в движение. Вентилационната система вкарва свеж въздух в сградата и извежда застоялия навън от нея. Въздушният поток не трябва да е силен, защото при скорост на въздуха над 0,25м/сек хората изпитват дискомфорт. При много ниски скорости на въздуха. Другият показател на микроклимата е температурата на въздуха в помещението: за зимата 20-22 градуса, за лятото 22-24 градуса и влажност около 40- 60%. Информация за температурата и влажността на въздуха се събира от датчици, които я предават на контролера, който управлява системата и внася необходимите корекции в управлението при отклонение от зададените условия за комфорт. По този начин се постига оптимална работа на системата за климатизация, отопление и вентилация с идея за поддържането на комфортен микроклимат

За постигане на така поставените задачи се спираме на балансирана система за вентилация с възможност за рекуперация показана на фиг. 2.





## 3. УПРАВЛЕНИЕ, БАЗИРАНО НА ПРЕВКЛЮЧВАЕМИ СТРУКТУРИ НА АГРЕГАТА ЗА ОБРАБОТКА НА ВЪЗДУХ

Каналите за въздействие са: регулиране чрез рекуператора, регулиране чрез топлообменниците за загряване и охлаждане, управление на вентилатори и парогенератори.

За да се постигне икономически ефективно управление и максимално използване на охлаждането от външен въздух, може да бъде приложен метод, базиран на превключваеми структури, който ще наречем последователното разделено управление. Използвайки измерената температура на входящия въздух (Т4) и заданието за температура, контролерът на температурата на входящия въздух (TC-1) изработва управляващи сигнали за отоплителната /охлаждащата клапи и за демпфера за свеж въздух. Фиг.3. илюстрира стратегията за последователното разделено управление и фиг.4. предоставя логическо описание на връзките между изхода на последователното разделено управление (u) на обратната връзка на контролера на температурата на постъпващия въздух и управляващите сигнали uc, uh и ud (отговарящи на управлението на демпфера за свеж въздух) в стратегията за управление. Комбинираният изход на контролера варира в граници от -100 до 200 процента в стратегията за управление както е илюстрирано на фигурите.



(*hrtn* : енталпия на връщания въздух, *hfr* : енталпия на свеж въздух) Фиг.3.

Стратегия за управление, базирана на последователното разделено управление, включваща оптимизация по външен въздух



Фиг.4.

Когато комбинираният изход на обратната връзка е между 100 и 200 процента, той ще бъде преизчислен от 0 до 100 процента, за да активира вентила на ох-

лаждащата клетка. Тук 100 процента отговаря на затворен вентил на охлаждащата клетка и 200 процента отговаря на напълно отворена позиция, означаващо максимално охлаждане. В този режим вентилът на отоплителната клетка е затворен. Когато енталпията на връщания въздух е по-голяма или равна на енталпията на свежия въздух, икономичното управление (демпферът за свеж въздух е напълно отворен) се използва едновременно, за да се намали принудителното охлаждане, посочено като частично естествено охлаждане. Когато енталпията на връщания въздух е по-малка от тази на свежия въздух, демпферът за свеж въздух на долната граница.

Когато комбинираният изход на обратната връзка е между 0% и 100%, той ще бъде модулиран, за да се контролира съотношението на свежия въздух и рециклиран въздух, за да се гарантира, че температурата на захранващия въздух се поддържа равна на зададената (т.е. напълно естествено охлаждане се използва) само от охлаждане с външен въздух. В този режим и нагряващата, и охлаждащата клетки са напълно затворени.

Когато изходът от обратната връзка е между -100% и 0%, ще се мащабира от 0% до 100%, за да се модулира клапанът на нагряващата клетка, а в същото време демпферът за свеж въздух остава отворен на минимум. Тук 0% отговарят на затворено положение на клапана на нагряващата клетка означаващо, че не се използва загряване и -100% отговарят на напълно отворено положение, означаващо максимално загряване.

#### 4. MatLab РЕАЛИЗАЦИЯ НА ИЗСЛЕДВАНАТА СИСТЕМА

Основните компоненти, участващи в една вентилационна система, са: Рециркулатор, топлообменник, вентилатор и демпери.

Математическите им модели направени на база на идентификация в дадената в Таблица 1. околност:

		Таблица 1
Tai	Температура на входящия въздух	19.8°C
Fa	Въздушен поток	$0.29 \text{ m}^3/\text{s}$
Tai	Температура на входящата вода	50°C
Two	Температура на излизащата вода	36.1°C
Tao	Температура на въздуха излизащ от серпентината	40.8°C

Нелинейностите са линеаризирани в степени редове с грешка по-малка от 1%. Дебитът *Fa* на вентилаторите във функция от скоростта на въртене *Cbs* на турбината е:

 $F_a = 1.23 \times 10^{-8} C_{bs}^4 - 3.93 \times 10^{-6} C_{bs}^3 + 3.77 \times 10^{-4} C_{bs}^2 - 2.32 \times 10^{-3} C_{bs} - 1.67 \times 10^{-2}$  (3) Поради директното смесване на входящия и изходящия въздушен поток на изхода на смесителната камера, можем да допуснем, че температурата на въздуха на изхода ѝ се променя безинерционно, като зависи от следните параметри:

*C*<sub>*de*</sub>-позиция на демпера за входящ въздух,

*C*<sub>*dr*</sub>-позиция на демпера за рециркулация,

*Т<sub>ае</sub>* -температура на входящия въздух,

*Т<sub>аг</sub>* -температура на изходящия въздух.

Тогава за температурата на въздуха на изхода от смесителя е:

$$T_{ai} = (C_{dr} + 1)T_{ae} - C_{dr}T_{ar}$$
 (4)

Моделът на топлообменника е направен с отчитане на изменение на дебитите на въздуха и водата, както и съответните входни температури.

Предавателните функции по различните канали на въздействие са:

$$TF_1 = T_{wo}(F_a) = \frac{-25.8}{30s+1}$$
 (5)

$$TF_2 = T_{wo}(F_w) = \frac{101 \times 10^3}{30s + 1}$$
 (6)

$$TF_3 = T_{wo}(T_{ai}) = \frac{0.4279}{s+1}$$
 (7)

$$TF_4 = T_{wo}(T_{wi}) = \frac{0.49}{25s+1}$$
(8)

$$TF_1 = T_{ao}(F_a) = \frac{-30}{65s+1}$$
(9)

$$TF_2 = T_{ao}(F_w) = \frac{50 \times 10^3}{55s + 1}$$
(10)

$$TF_3 = T_{ao}(T_{ai}) = \frac{0.21}{4s+1}$$
(11)

$$TF_4 = T_{ao}(T_{wi}) = \frac{0.79}{50s+1}$$
(12)

Общият вид на структурната схема добива вида показан на фиг.5.



Фиг.5.

При моделирането на ротационния рекуператор ще използваме експериментално снетите му характеристики на зависимостта на температурата на подавания въздух от ефективността, която пък зависи от скоростта на въртене на рекуператора. Това се описва от следния израз:

$$\varepsilon = \frac{(T_{as} - T_{out})}{(T_{ret} - T_{out})}$$
(13)  
$$T_{as} = \varepsilon . (T_{ret} - T_{out}) + T_{out}$$
(14)

Таблица 2

													1,
ω[%]	0	0,5	1,5	3	5	7,6	12	17	27	40	60	84	100
ε[%]	0	4	12	24	37,9	51,7	64,3	71,6	79	82,7	85,3	86,9	87,7

Където  $T_{out}$  - температура на въздуха влизащ в рекуператора;  $T_{ret}$  - температура на въздуха, изхвърлян от помещението;  $T_{as}$  - температура на въздуха подаван от рекуператора, всички температури са в [ ${}^{0}C$ ]

Резултатите от симулацията с въвеждане на времеви график и адаптация на заданието по входната температура са дадени на фиг.6. и фиг.7.



Реакцията на ротационния рекуператор и на регулиращият вентил са показани на фиг.8. и фиг.9.

## 3. РЕАЛИЗАЦИЯ В КОНТРОЛЕРНА ПРОГРАМНА СРЕДА ТАС Menta

На базата на по горе направени изследвания е направена FBD програма, която работи с контролера Xenta 401.

Показаните на фиг.10. и фиг.11 програми са съставени съгласно [4] и служат съответно за управление в режим на охлаждане и режим на отопление на ротационен рекуператор и съответен регулиращ вентил. Тези програми са част от цялостна система за управление на вентилация.



#### 10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

След проведените изследвания бяха получени добри резултати от гледна точка на управлението на температурата на помещението. Според снетите характеристики на системата пререгулирането е в рамките на 5% дори по-малко независимо от промяната на външната температура или промяната в заданието. Логиката за оптимизация на заданието на база температурата на въздуха извън помещението осигурява намален разход на енергия при максимален комфорт в помещението по време на работния ден, като през останалото време поддържа температурата на санитарния минимум, но не под него, като така се осигуряват оптимални начални условия за загряване на помещението преди работното време.

#### БЛАГОДАРНОСТИ

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ-МОМН за финансирането на проект ДТК02/1-2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] ASHRAE Handbook-HVAC applications, Atlanta, Georgia: American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers, 2007

 [2] CIBSE Guide H-building control systems. Oxford: Butterworth-Heinemann, 2000
 [3] Sun, J. and Reddy, A. "Optimal control of building HVAC&R systems using complete simulation-based sequential quadratic programming", Building and Enviroment, 2005

[4] TAC Menta, Technical Manual, Europe / Headquarters Malmö, Sweden, 2007

Автори: гл. ас. Дочо Цанков Цанков, доц. д-р. Тодор Стефанов Йонков, гл. ас. д-р. Евтим Йорданов Йончев катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика; Технически Университет София, "E-mail address *d\_tsankov@tu-sofia.bg, tsj@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПОДОБРЯВАНЕ НА ПОКАЗАТЕЛИТЕ НА ПОЗИЦИОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ ЗА ФРЕЗОВИ МАШИНИ

#### Михо Михов, Марин Жилевски

**Резюме:** В работата са анализирани изискванията към електрозадвижването на въртящата се маса на фрезова машина. Обсъдени са възможностите за подобряване на показателите чрез замяна на постояннотоково електрозадвижване с електрозадвижване със синхронен двигател, възбуждан от постоянни магнити. Управлението е в съответствие с позицията на ротора в режим на безчетков двигател за постоянен ток. На базата на проведените изследвания посредством моделиране и компютърно симулиране е показано, че такова електрозадвижване може да подобри съответните показатели.

**Ключови думи:** позиционно управление, електрозадвижване с безчетков ДПТ, фрезова машина

#### **OPTIONS FOR PERFORMANCE IMPROVEMENT OF POSITION ELECTRIC DRIVE FOR MILLING MACHINES**

## Mikho Mikhov, Marin Zhilevski

Abstract: Requirements to the electric drive of milling machine rotary table are analyzed in this paper. Some options for performance improvement through replacement of DC motor electric drive with permanent magnet synchronous motor drive are discussed. The control is realized by rotor angular position in brushless DC motor mode. Based on research by means of modeling and computer simulation it is shown that such type of electric drive could improve the respective performance.

Keywords: position control, brushless DC motor drive, milling machine

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

При модернизацията на един вид фрезови машини е въведена въртяща се маса като допълнителна управляема координатна ос. За тази цел са анализирани различни видове системи за електрозадвижване, които да отговарят на поставените изисквания.

Електрозадвижванията с двигатели за постоянен ток (ДПТ) притежават много добри регулировъчни качества, но същевременно имат и някои съществени недостатъци, свързани с наличието на колекторно-четков апарат.

Системите за електрозадвижване със синхронни двигатели, възбуждани от пос-

тоянни магнити (СДПМ) притежават редица предимства, обусловени от техните особености: липса на загуби в ротора; високо съотношение на въртящия момент към инерционния момент; голяма мощност в малък обем; компактна форма [1]. Показателите на електрозадвижванията с тези двигатели съществено се подобряват, ако управлението им се осъществява по положението на ротора в режим на безчетков двигател за постоянен ток (БДПТ). При такова управление се обезпечава по-голяма сигурност и се избягва опасността от излизане от синхронизъм при претоварване или при ударни натоварвания, което е характерно за синхронните двигатели [2], [3], [4], [5], [10].

Сложността на електромеханичните системи за електрозадвижване в редица случаи затруднява тяхното описание и изследване. По тази причина, за целите на анализа и синтеза широко приложение намират математическото моделиране и компютърното симулиране [6], [7], [8], [9].

Посредством компютърно симулиране на система за електрозадвижване със СДПМ, управляван в режим на БДПТ е показано, че такава система осигурява необходимите динамични и статични показатели. Същевременно, в сравнение с внедреното задвижване с ДПТ, може да се подобрят надеждността и енергетичните показатели, както и да се облекчи експлоатационната поддръжка, поради липсата на колекторно-четков апарат.

#### 2. ФОРМУЛИРАНЕ НА ИЗИСКВАНИЯТА КЪМ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕТО НА МАСАТА

Разглежданата фрезова машина се отнася към класа на машините с многокординатни системи за електрозадвижване, като въртящата се маса е една от задвижваните координатни оси.

Проведени са подробни експериментални изследвания на внедрената постояннотокова система за електрозадвижване, на базата на които са анализирани възможностите за допълнително подобряване на някои от показателите. Част от експериментално снетите траектории на движение са показани на фиг.1.

На фиг.1.а е представена осцилограма на скоростта  $\omega_{M}(t)$ , получени при отработване на преместване, за което траекторията на скоростта е триучастъкова, със зададена установена стойност. На фиг.1.б е показана осцилограма на скоростта, получена при преминаване от висока към по-ниска стойност. На фиг.1в е дадена двуучастъкова траектория на движение, получена при зададено малко преместване. На фиг.1.г е представена осцилограма на скоростта  $\omega_{M}(t)$ , получени при връщане в изходната позиция на задвижваната маса.

На базата на извършените експериментални изследвания изискванията към електрозадвижването на тази координатна ос може да се формулират по следния начин:

- формиране на необходимите траектории на движение при зададени позиционни цикли;

- максимален пусков момент за осигуряване на високо бързодействие и добри динамични показатели;

- реверсивно управление по скорост и по момент;

- компенсиране на смущаващите въздействия, приложени към вала на



В средата на MATLAB/SIMULINK са разработени модели на системи за позиционно електрозадвижване с четкови и безчеткови двигатели за постоянен ток. Те дават много добра възможност за подробни изследвания на съответните статични и динамични режими и анализ на показателите

# 3. МАТЕМАТИЧЕСКО ОПИСАНИЕ НА ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕТО С БДПТ

Схемата на изследваната система е представена на фиг.2, където използваните означения са следните: ПУ – пулт за управление; УУ – управляващо устройство; РП – регулатор на път; РС – регулатор на скорост; ЗТ – блок за задаване на фазните токове; РТ – регулатор на ток в трифазно изпълнение; УИ – блок за управление на инвертора; СС – силова схема на инвертора; ИН – инвертор на напрежение; НИ – неуправляем изправител; С – кондензатор; БТ – блок за обратна връзка по ток; БС – блок за обратна връзка по скорост; БП – блок за обратна връзка по път; ДП – датчик на път; МЅ – трифазен синхронен двигател, управ-



Фиг.2. Схема на изследваната система за електрозадвижване.

ляван в режим на БДПТ; МП – механична предавка; ЗМ – задвижвана маса;  $U_{3n}$  – задаващ сигнал за ъгловия път;  $U_{3c}$  – задаващ сигнал за скоростта на въртене на масата;  $U_{3m_i}$  – задаващи сигнали за фазните токове;  $U_{om_i}$  – сигнали за обратна връзка по ток;  $U_{oc}$  – сигнал за обратна връзка по скорост;  $U_{on}$  – сигнал за обратна връзка по път; U – напрежение на входа на инвертора;  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  – фазни токове;  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  – фазни напрежения;  $\theta$  – ъгъл на завъртане на вала на двигателя;  $\theta_m$  – ъгъл на завъртане на масата.

При анализа на процесите в силовата част на системата са приети следните допускания: двигателят е ненаситен; вихровите токове и хистерезиса в магнитните материали на машината имат незначително влияние върху фазните токове; въздушната междина е постоянна; статорните намотки са симетрични, а активните съпротивления и индуктивностите на намотките са постоянни; силовите ключове на инвертора са идеални. Направените опростявания са напълно допустими за целите на управлението и не оказват съществено влияние върху точността на изследванията.

Еквивалентната заместваща схема на използвания тип двигатели е представена на фиг.3, където означенията са следните:  $e_a, e_b, e_c$  – фазни противо електродвижещи напрежения (е.д.н);  $R_a, R_b, R_c$  – активни съпротивления на съответните фазни намотки;  $L_a, L_b, L_c$  – собствени индуктивности на намотките;  $L_{ba}, L_{ca}, L_{cb}$  – взаимни индуктивности.



Фиг.3. Еквивалентната заместваща схема на използвания двигател.

Векторно-матричния модел на използвания двигател се представя по следния начин:

$$\begin{bmatrix} u_{a} \\ u_{b} \\ u_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{a} & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_{b} & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix} , \qquad (1)$$

където  $R_s = R_a = R_b = R_c$  е активното съпротивление на фаза. Фазните противо е.д.н се определят от уравнението:

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

където:  $\omega = d\theta/dt$  е електрическата ъглова скорост на ротора;  $\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$  – магнитните потоци, съответно за фазите *a*, *b* и *c*.

Като се има предвид, че трите намотки са еднакви и симетрично разположени, може да се въведат означенията:

$$L_a = L_b = L_c = L; L_{ba} = L_{ca} = L_{cb} = M.$$
(3)

С отчитане на (3), уравнение (1) може да се представи в следния по-удобен вид:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix},$$
(4)

където с  $L_s = L - M$  е означена индуктивността на фаза.

Моментът на двигателя при моделирането се изчислява посредством уравнението:

$$M = \left(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c\right) / \omega, \tag{5}$$

Влиянието на задвижваната маса при изследването се отчита посредством статичния съпротивителен момент  $M_c$  и сумарния инерционен момент  $J_{\Sigma}$ , приведен към вала на двигателя:

$$M = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} + M_c.$$
(6)

Системата за електрозадвижване е с подчинено регулиране на координатите – фазните токове, скоростта и ъгловия път. Оптимизацията на регулиращите контури и настройката на съответните регулатори на системата се извършва, като се започне от най-вътрешните контури (по токовете в статорните намотки). След това се преминава към следващия контур (по скоростта) и накрая се оптимизира най-външния контур, който е по основната координата (ъгловия път). Максималният темп на изменение на скоростта на двигателя в преходните режими може да се оцени от уравнението:

$$\varepsilon_{\max} = M_{\max} / J_{\Sigma} , \qquad (7)$$

където  $M_{\text{max}}$  е максималният момент, който може да развие използваният двигател;  $J_{\Sigma}$  – сумарният инерционен момент, приведен към вала му. Понеже в разглежданата система за електрозадвижване е приложено подчинено регулиране на координатите, изходното напрежение на регулатора на път представлява задаващия сигнал за скоростта на двигателя, т.е:

$$U_{3c} = K_{pn} (U_{3n} - U_{on}) = K_{pn} K_{on} (\theta_3 - \theta) = K_{oc} \omega_3, \qquad (8)$$

където:  $K_{pn}$  е предавателният коефициент на регулатора на път;  $K_{on}$  – коефициентът на обратната връзка по път;  $K_{oc}$  – коефициентът на обратната връзка по скорост;  $\theta_3$  – зададеното разстояние на преместване;  $\omega_3$  – зададената установена скорост.

Коефициентите на обратните връзки по скорост и път се определят по следния начин:

$$K_{oc} = U_{3c \max} / \omega_{\max}; \ K_{on} = U_{3n \max} / \theta_{\max},$$
(9)

където:  $U_{3c \max}$  е максималният задаващ сигнал за скоростта на двигателя;  $\omega_{\max}$  – максималната ъглова скорост;  $U_{3n \max}$  – максималният задаващ сигнал за ъгловия път;  $\theta_{\max}$  – максималният ъглов път. За максимална скорост на въртене е приета номиналната скорост на двигателя:

$$\omega_{\max} = \omega_{\text{nom}} \,. \tag{10}$$

При равнозакъснителното движение в спирачния режим е валидна следната зависимост:

$$\Delta \theta_{cn\,\max} = \omega_{nom}^2 / 2\varepsilon_{cn\,\max} \,. \tag{11}$$

От уравнение (8) за максималния спирачен път  $\Delta \theta_{cn \max}$  и максималната зададена скорост  $\omega_3 = \omega_{nom}$  се получава:

$$K_{pn}K_{on}\Delta\theta_{cn\max} = K_{oc}\omega_{nom}.$$
 (12)

След заместване на (11) в уравнение (12) и решаване по отношение на коефициента на регулатора на път, се получава:

$$K_{pn} = \frac{K_{oc}\omega_{\rm nom}}{K_{on}\left(\omega_{\rm nom}^2/2\varepsilon_{cn\,\rm max}\right)} = \frac{2K_{oc}\varepsilon_{cn\,\rm max}}{K_{on}\omega_{\rm nom}}.$$
(13)

При избраната механична предавка скоростта и ъгълът на завъртане на задвижваната маса се определят по следния начин:

$$\omega_{M} = \omega / K_{n}; \ \theta_{M} = \theta / K_{n}, \tag{14}$$

където  $K_n$  е коефициентът на предавката.

#### 4. ИЗСЛЕДВАНИЯ И АНАЛИЗ НА ПОКАЗАТЕЛИТЕ

Посредством компютърно симулиране са проведени подробни изследвания на съответните режими и алгоритми на управление, на базата на които са оценени показателите на системата.

#### 4. 1. ФОРМИРАНЕ НА ТОКОВИТЕ ИМПУЛСИ ВЪВ ФАЗНИТЕ НАМОТКИ

Токовите импулси в съответните статорни намотки се формират посредством релейно регулиране със зададена хистерезисна зона. Трифазната система токове  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , получена по този метод при номинален товар в квазиустановен режим, е представена на фиг.4.



Фиг.4. Трифазна система токове.

Фиг.5. Различни хистерезисни зони.

Влиянието на хистерезисната зона е илюстрирано с времедиаграмите, дадени на фиг.5, където са показани кривите на тока във фаза *a*, получени при две различни стойности на зададената зона  $(2\Delta i_{3_1} > 2\Delta i_{3_2})$ .

Както се вижда, стесняването на хистерезисната зона води до подобряване на формата на токовите импулси, но повишава честотата на превключване. За определена широчина на хистерезисната зона модулационната честота при този начин на управление е променлива величина. Текущата й стойност зависи от следните основни фактори: зададената скорост на двигателя; електромагнитната времеконстанта на силовата верига; началната стойност на тока в разглеждания интервал. Релейните регулатори на ток се настройват така, че да се осигури максималната допустима модулационна честота за силовите елементи на инвертора на напрежение.

# **4.2. ОСИГУРЯВАНЕ НА РЕВЕРСИВНО УПРАВЛЕНИЕ** ПО СКОРОСТ И ПО МОМЕНТ

Реверсирането по скорост се осъществява посредством промяна в редуването на статорните намотки на двигателя. Смяната на посоката на движение и спирачният режим са илюстрирани с времедиаграмите, показани на фиг.6. Пусковият и спирачният моменти са означени съответно с  $M_n$  и  $M_{cn}$ .



4.3. ОБЕЗПЕЧАВАНЕ НА МАКСИМАЛЕН ПУСКОВ МОМЕНТ НА ДВИГАТЕЛЯ



Фиг.8. Стабилизация на скоростта на масата при наличие на смущения, приложени към вала на двигателя.



Фиг.9. Преминаване от висока към ниска скорост на въртене.

За осигуряване на максимален пусков момент  $M_{n \max}$  ускоряването на двигателя се осъществява с максималната допустима стойност на фазните токове. Ограничаването им се постига посредством ограничаване на съответните задаващи сигнали  $U_{3m_i}$  (фиг.2). Пусковият процес при номинален съпротивителен момент е представен на фиг. 7. Показани са времедиаграмите на зададената скорост на масата  $\omega_{M3}$ , приложеният статичен момент към вала на двигателя  $M_c$ , токът във фаза  $a i_a$ , моментът на двигателя M и скоростта  $\omega_M$ . Пусковият ток в статорните намотки в този случай е ограничен до стойност  $I_{\max} = 2I_{nom}$ .

## 4.4. КОМПЕНСИРАНЕ НА СМУЩАВАЩИТЕ ВЪЗДЕЙСТВИЯ

Компенсацията на смущаващите въздействия се осъществява посредством подходяща настройка на регулатора на скорост, който е пропорционално-интегрален. Фиг.8 илюстрира стабилизацията на скоростта на въртене на масата при промяна на натоварването, приложено на вала на двигателя. При проведеното изследване последователно са прилагани промени на съпротивителния момент  $\Delta M_c = \pm 0.5 M_{cnom}$ .

#### 4.5. ФОРМИРАНЕ НА ЗАДАДЕНИ ПОЗИЦИОННИ ЦИКЛИ

Отработване на зададен позиционен цикъл с преминаване от висока скорост  $\omega_{M_1} = 1.2 \text{ rad/s}$  към ниска (пълзяща) скорост  $\omega_{M_2} = 0.25 \text{ rad/s}$  е илюстрирано на фиг.9.

Траекторията на скоростта, представена на фиг. 10 е триучастъкова с установена скорост на въртене на масата  $\omega_{_{MY}} = 1 \text{ rad/s}$ , при зададен ъглов път  $\theta_{_{M3}} = 3 \text{ rad}$ .



Фиг.10. Времедиаграми при зададено голямо ъглово преместване.



Фиг.11. Времедиаграми при зададено малко ъглово преместване.

На фиг.11 е показана двуучастъкова траектория на движение, получена при зададено малко преместване  $\theta_{_{M3}} = 0.067$  rad.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Осъществена е модернизация на клас металообработващи машини, като е въведена допълнителна управляема координатна ос – въртяща се маса.

На базата на подробни експериментални изследвания на внедрената постояннотокова система са формулирани изискванията към задвижването на тази координатна ос. Анализирани са възможностите за подобряване на показателите чрез промяна на типа на електрозадвижването, преди всичко по отношение на бързодействието, надеждността и експлоатационната поддръжка.

Посредством компютърно симулиране на основните режими на работа и съответните алгоритми на управление е показано, че задвижване с БДПТ може да осигури динамични, статични и енергетични показатели, отговарящи на поставените изисквания.

Проведените изследвания и получените резултати от тях може да се използват при разработването и настройката на такива позиционни електрозадвижвания.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Hanselman, D. (2006), Brushless Permanent Magnet Motor Design, University of Maine, Orono, 2006, ISBN 1-881855-15-5.

[2] Bodin, F., S. Siala (1998), New reference frame for brushless DC motor drive, In: *Proceedings of the Conference on Power Electronics and Variable Speed*, London, UK, 21-23 September 1998, pp. 554-559, 1998, ISBN 0-85296-704-7.

[3] Boldea, I., S. A. Nasar (1999), *Electric drives*, Boca Raton, CRC, 1999, ISBN 0-8493-2521-8.

[4] Chen, C., M. Cheng (2007), A new cost effective sensorless commutation method for brushless DC motors without phase shift circuit and neutral voltage, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No 2, 2007, pp. 644-653, ISSN 0885-8993.

[5] Kim, N.-H, O. Yang, M.-H Kim (2007), BLDC Motor Control Algorithm for Industrial Applications Using a General Purpose Processor, *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 2, 2007, pp. 132-139, ISSN 1598-2092.

[6] Mikhov, M. (2001), Investigation of a permanent magnet synchronous motor control system, *Technical Ideas*, Vol. 38, No. 3/4, 2001, pp. 23-34, ISSN 0040-2168.

[7] Mikhov, M. (2002), Analysis and simulation of a servo drive system with hysteresis current control, *Proceedings of the International Conference on Automatics and Informatics*, Sofia, Bulgaria, 05-06 November 2002, pp. 197-200, 2002, ISBN 954-9641-30-9.

[8] Ong, C. (1998), *Dynamic simulation of electric machinery using MATLAB/ SIMULINK*, New Jersey, Prentice Hall, 1998, ISBN 0-13-723785-5.

[9] Safi, S., P. P. Acarnley, A. G. Jack (1995), Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives, *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, Vol. 142, No. 3, 1995, pp. 191-200, ISSN 1350-2352.

[10] Sozer, Y., D. A. Torrey (1998), Adaptive torque ripple control of permanent magnet brushless DC motors, *Proceedings on the Applied Power Electronics Conference*, Anaheim, USA, 15-19 February 1998, pp. 86-92, 1998, ISBN 0780343409.

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

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р Т. Йонков



#### ЕНЕРГОИКОНОМИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА ПРОЦЕСИТЕ ПРИ КАМЕНООБРАБОТКАТА

#### Борис Борисов, Стефан Ангелов

**Резюме:** Точността на математическото описание на процеса на диамантено-абразивното рязане е все още незадоволителна. Изследванията на физическата му същност са на ниво недостатъчно за целите на неговия анализ. Ето защо теоретично получените резултати изискват задължителна експериментална проверка. В доклада са анализирани резултатите от експерименталното измерване на дисково диамантено рязане, проведени в насока оптимизация на работните режими. Целта е чрез избор на оптимални електромеханични параметри (скорости, сили и др.) да се осигури максимална производителност при минимум енергийни разходи. Макар и непълни по характер, изследванията дават количествена оценка на влиянието на неизследвани до сега фактори върху режима на рязане и разкриват нови възможности за значително намаляване (не по-малко от 30%) на консумираната електроенергия при каменообработката.

**Ключови думи:** енергийна ефективност, диамантено-абразивно рязане, оптимизация на процеси, каменообработка

## ENERGY EFFICIENT CONTROL OF STONE CUTTING PROCESSES

## Boris Birisov, StefanAngelov

Abstract: The mathematical description accuracy of the process of diamond abrasive cutting is still unsatisfactory. Studies of its physical nature for the purposes of cutting analysis are also unsatisfactory. Therefore, theoretically obtained results require proper experimental verification. The results from experimental measurements of diamond cutting are analyzed in this paper. The experiments are conducted in the direction of optimizing operating regimes. The goal is to ensure maximum performance with minimum energy costs by choosing the optimal electromechanical parameters (speed, strength, etc.). Although incomplete the investigation provides a quantitative assessment of the impact of unexplored until now factors over the regime of cutting and open new opportunities to significant reduction (not less than 30%) of electrical consumption in stone cutting process.

**Keywords:** energy efficiency; diamond abrasive sawing, process optimization, stone cutting

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Модерното съвременно строителство с неотменното си изискване за екологичност, търси проектни решения с все по-масово присъствие в тях на естествения камък.

На фиг.1.а е дадена диаграма за развитието на световния добив на скални облицовъчни материали в хиляди тонове. Прогнозното нарастване на добива (около 100%) в следващото десетилетие ще постави производителите в условията на остра конкуренция. Водени от икономическите си интереси те ще насочат усилията си към снижаване на себестойността на продукцията.



Фиг.1.а Прогнозни данни за световен добив на каменооблицовъчни материали [4];

Фиг.1.б Процентно разпределение на съставките, формиращи цената на полиран и неполиран материал [4].

От фиг.1.б е видно, че процесите в каменообработката са изключително енергоемки – 50% от цената е за разход на електроенергия. Следователно, най-ефективни за снижаване на себестойността са мероприятията насочени към намаляване на енергийните разходи за единица продукция. За верността и актуалността на посочените проблеми в световен мащаб може да се съди по увеличаващия се брой публикации в последните години. В страни водещи в каменообработката (Италия, Китай, Германия, Бразилия и др.) се появиха и първите частични резултати от изследователска дейност по намаляване на енергийните разходи за режима на диамантеното рязане [10,6,7,8].

# 2. ДИАГРАМА НА СИЛИТЕ - ОСНОВНИ ЗАВИСИМОСТИ

За масовоизползваните технологии в каменообработката, режимът на рязане с диамантени дискове е задължителен. Самият процес е твърде сложен и силно зависещ от голям брой разнородни фактори като:

- технологични параметри – периферна скорост на рязане  $V_o$ ; скорост на подавателно движение  $V_x$ ; дълбочина на реза  $H_p$  и др.

- параметри на диска – диаметър D<sub>д</sub>; дебелина на диска d; брой на сегмен-

тите z,  $\lambda = \frac{l_z}{l_z + l_{\Pi}}$ ,  $l_z$  е дължина на сегмента, а  $l_{\Pi}$  е разстоянието между два съседни

сегмента; вид и концентрация на диамантите  $K_{A}$  и др;

- вид на обработвания материал с неговите физико-механични и минералогични свойства. Оптимизацията в този смисъл се прави за конкретен материал. За по-широко приложение на получените резултати измерванията в доклада са проведени с масово добивания у нас варовик от района на гр. Враца и гр. Мездра.

Повечето автори описват рязането с диамантни дискове като процес, протичащ в две взаимосвързани и едновременно протичащи действия – забиването на диаманта в резултат на нормалната сила  $F_H$  и разрушаване на материала чрез тангенциалната сила  $F_T$ . Това рязане с "геометрично неопределено острие" не подлежи на достатъчно точно математическо описание. Идеализирания характерна разглежданията налагат задължителна проверка чрез експериментални изследвания. На фиг.2 е дадена диаграмата на силите и някои от основните съотношения между тях, имащи пряко отношение към ефективността на режима.







Фиг.2. Векторно представяне на силите върху диамант и някои основни съотношения.

На фиг.2 е показано използваното идеализирано представяне на обема отнет материал при рязането от едно диамантено зърно. По аналогия с металообработката е прието, че отнетия материал е непрекъсната стружка с максимална дължина  $l_c$  и дебелина  $h_{max}$  [4,5,6,8]:

$$h_{c_{-}\max} = \sqrt{\frac{3.V_{\chi}}{V_{o}.\lambda.\tan\theta.K_{\mu}}\sqrt{\frac{H_{P}}{D_{\mu}}}} = \sqrt{\frac{3.Q}{V_{o}.\lambda.\tan\theta.K_{\mu}l_{c}}}$$
(1)

където  $Q = V_X \cdot H_P$ , площ на сечението отрязано за единица време.

Съгласно (1), чрез осигуряване на определени технологични скорости  $V_o$ ,  $V_x$  при

зададени параметри на диска, е възможно да бъде осигурено рязане с максимално  $h_{\text{max}}$ , т.е. да бъде оптимизиран процеса. В публикации в последните години се дават резултати от подобни изследвания, включващи и експериментални изследвания. В [1,10,11,12] се въвежда режима "free cutting". Това е ефективен режим на рязане с добре подбрани съотношения на силите  $F_H$  и  $F_T$ .

#### 2. ДИАМАНТЕНО РЯЗАНЕ – ТЕХНОЛОГИЧНА ОБРАБОТКА

В [1,2] е показана възможността за оптимизация, свързана с голям брой експериментални изследвания и е посочени методологията за провеждането им. В редица теоретични разглеждания диамантното рязане се анализира чрез съставките на тангенциалната сила [11,12]:

$$F_T = F_P + F_{TPII} + F_{TPM} + F_{IJ3X}$$
(2)

където  $F_p$  е силата, свързана с разрушаване на скалния материал (същинското рязане),  $F_{TPA}$  е сила на триене на диамантите с материала,  $F_{TPM}$  е сила на триене между работната повърхност и отнетия (разрушения) материал и  $F_{H3X}$  е силата, свързана с изхвърляне на отпадъчния материал извън среза.

В работата авторите разглеждат диамантното рязане, като технологична обработка т.е. съвкупност от движения на механизмите на машината със зададени или регулируеми скорости  $V_o$  и  $V_x$ , дълбочината  $H_p$  и параметрите на диска. Цялостната оптимизация на диамантното рязане включва и избор на оптимални параметри за всички движения.

При  $F_T = 0$  липсва рязане и съставящите на  $F_T$  също са равни на нула, но двигателят преодолява сили  $F_{CZ}$  свързани с осъществяване на съпътстващите режима технологични движения (преместване към следващ рез, връщане на диска и др.) ето защо сумарната сила при дисковото рязане, като технологичен режим,  $F_{\Sigma,ZP} = F_T + F_{CZ}$  т.е.

$$F_{\sum \mathcal{AP}} = F_P + F_{TPP} + F_{TPM} + F_{U3X} + F_{C\mathcal{A}} \qquad (3)$$

За удобство на анализа в доклада дисковото рязане се изследва като цикличен технологичен режим с време  $T_{\mu}$ , в който за времето на рязане  $T_{\rho}$  дискът реже и е нужна охлаждаща течност и  $T_{0}$ , когато двигателят не реже, т. е. тя не е задължителна:

$$T_{II} = T_{P} + T_{0} = T_{P} + T_{IO} + T_{PO}$$
(4)

където $T_{\mu o}$ е времето, за което диска е извън обработвания материал, тук се включва и времето за преместване към следващият рез, както и всички възникнали технологични прекъсвания, независимо от характера им за които режещата машина не се изключва и охлаждащата течност не се спира;  $T_{PO}$ е времето, за което диска при връщането си назад се намира в направения вече рез.



Фиг.3. Позиции на диска при процеса на рязане на обработвания материал.

На фиг.3 е показан диск в позиция 1 при зарязване на блок с дължина  $L_{E}$  и поз. 2 при излизане от ряза. Ако се приеме, че средната стойност на подавателното движение при рязане  $V_{X} = 1$ м/мин, а средната скорост на връщане на диска  $V_{XO} = 7$  м/мин, то връзката между  $T_{P}$  и  $T_{PO}$  е :

$$T_{P} = \frac{L_{F} + \frac{D_{\mathcal{A}}}{2}}{V_{XP}} \qquad T_{PO} = \frac{L_{F} + \frac{D_{\mathcal{A}}}{2}}{V_{XO}} \tag{5}$$

Или  $T_p = 7T_{PO}$ . Посоченото съотношение ще има друга стойност при по-големи скорости на връщане  $V_{XO}$ , както и при скорости  $V_X \neq 1$  м/мин. В случая за тези спомагателни движения са приети стойности на скоростите  $V_X$  и  $V_{XO}$ , които наймасово се използват при обработката на варовика.

Направените изследвания върху продължителността на  $T_{AO}$  показват, че то е около 20% до 30% от  $T_{U}$  при което се получава $T_{P} \approx 70\% T_{U}$ , а  $T_{PO} = 10\% T_{P}$ . Възприетото процентно съотношение на времената показва, че за 30 % от  $T_{U}$  не е задължителна охлаждаща течност. В този смисъл са напълно основателни въпросите: 1. Колко е загубата на мощност от присъствието на охлаждащата течност, когато тя не е задължителна?

2. Какво е влиянието на подаваното количество охлаждаща течност върху енергетичните характеристики в режима на рязане за времето  $T_p$ , когато тя е нужна?

3. Каква е практиката в това отношение на работещите в каменообработката фирми в България?

Необходимото количество охлаждаща течност се дава като препоръки от фирмата производител на диска. За не малка част от работещите в отрасъла битува мнението – колкото повече вода, толкова по-добре, което е крайно неправилно В публикациите станали достъпни за авторите на доклада никъде не се открива анализ на влиянието на количеството течност подавано за охлаждане върху

енергетичните показатели на дисковото рязане, разгледано като технология за обработка на камъка.

От гледна точка на механика на флуидите охлаждащата течност е нееднороден флуид (вода и шлам), който е с изземване на маса и движещ се между две близки успоредни стени. За подобни двуфазни системи се дават общи уравнения за пълната енергия на течението. В тях обаче участват параметри и коефициенти, които трудно биха могли да се определят достатъчно точно за специфичните условия на дисковото рязане.

В случая при наличие на специализирана за целта измервателна техника е много по - удачно разглежданата оценка за влиянието на охлаждащата течност да бъде експериментално определена.

# 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

В [3] са описани възможностите на проектирано за целите на експериментите измервателно устройство, реализирано с помощта на фирмата Schneider Electric. То измерва и регистрира за всяка секунда текущите стойности на линейните фазни токове и напрежения, пълна активна и реактивна мощност и енергия, консумирана от двигателя задвижващ диамантния диск.

Най-подходяща за провеждане на експериментални изследвания се оказа каменообработващата фирма Седимент-Приват гр. Ябланица. Дисковата режеща машина, която използват в производството е модел 2005г. на Италианската фирма Берсанти. За предоставените възможности и оказаното безвъзмездно съдействие, авторите изказват своите благодарности.

Експерименталните изследвания са проведени в последователността на поставените задачи:

1. Резултатите получени от изследванията за влиянието на количеството охлаждаща течност върху консумираната мощност от двигателя задвижващ диска, когато той не реже  $F_T = 0$  (за времето  $T_o$  от цикъла) са дадени на фиг.4.

Без течност консумацията е 6kW. При дебит 5л/сек консумацията на мощност е 12 л/сек. При експериментите се установи, че при зададената фабрична ориентация на струйниците, цялата охаждаща течност не достига до диска. Само част от нея се разпръсква, а другата се отблъсква от въздушните вихри образувани от въртящият се диск.

Колебанията на консумираната мощност, които се установяват при



Фиг.4. Консумирана мощност при различно количество подавана вода

измерванията в режима, се дължат на промяната на налягането в инсталацията на охлаждащата течност, силно зависещо от текущия разход. В този режим свързан изцяло с преодоляване на сили  $F_{CZ}$  консумираната мощност се увеличава 100% от присъствието на ненужната охлаждаща течност.

2. Оценката на влиянието на количеството течност върху енергетиката на режима се извършва на базата на диаграмите за консумирана мощност, визуализирани чрез измервателното устройство - фиг.5.





За диаграмата е характерна разглежданата цикличност на процеса. На фиг.5 е показан също така в друг мащаб на времето един от циклите, анализиран с помощта на съставящите го участъци:

- (A-B) – режим при който диска не реже (времето  $T_o$ ). Консумацията която се отчита  $P_{AB} = 10\kappa W$  есъответства на тази която експериментално бе снета на фиг. 5. Времетраенето на участъка е  $t_{AB} = 20\% T_{II}$ ;

- (B-C) - това е така нареченият режим на зарязване, при който (фиг. 3) от позиция 1 ( $F_T = 0$ ) дискът се движи със скорост  $V_{XP}$  към позиция 3 (фиг.3). Силите  $F_{CA}$  се намаляват незначително, но силата  $F_T$  нараства непрекъснато и консумираната мощност съгласно фиг.5 достига  $P_{BC} = 55\kappa W$ . Времетраенето на този участък е  $t_{BC} = \frac{D_A}{2V_{XP}}$ . При  $D_A = 1.6M$  и  $V_{XP} = 1M/MuH$ , то  $t_{BC} = 16\% T_{U}$ ;

За режима на зарязване нужната охлаждаща течност може да бъде подавана локално със струйник към диска в областта на среза. Наблюденията показват, че двигателят излишно разпръсква голямо количество течност.

- (C-D) – продължителността на този участък е  $t_{CD} = t_{BC} = 16\% T_{U}$ . Дълбочината на реза е  $H_P = const$ , което определя и  $F_T = const$ . Съставките  $F_{H3X}$  и  $F_{CA}$  не се променят значително, защото условията за изхвърляне на отпадъка при рязането не се променят. Дължината на реза не е голяма. Дискът в по-голямата си част не е навлязъл в материала. Това определя консумираната мощност да бъде приблизително константна.  $P_{CD} = 55\kappa W$  (фиг.5).

Това е участъкът, където най-добре могат да бъдат количествено оценени съставките на  $F_T$ , тъй като тук  $F_{_{H3X}}$  има сравнително най-малки стойности.

- (D-E) – това е участък, при който диска дълбоко навлиза в реза. Дискът реже височина  $H_p$  при което разрушеният материал непрекъснато се увеличава, увеличава се и плътността на охлаждащата течност. Съпротивителните сили между диска и отпадъчния материал нарастват, нарастват и силите с които той се смила до структурата на познатия ни шлам. Голямата дължина на  $l_p$  затруднява процеса на изхвърляне на отпадъчната течност.  $F_{_{H3X}}$  непрекъснато се увеличава,

а  $F_{C\mathcal{A}}$  запазва константна стойност  $F_{C\mathcal{A}} \approx \frac{1}{2} F_{cdAB}$ .

На фиг.5 увеличението на консумираната мощност (с 5 кW) отговаря на увеличените сили  $F_{H3X}$ . Големината на нарасналата консумация зависи от дължината на  $l_p$  т.е. от блока, който се реже.

- (E-F) – този участък е с продължителност  $t_{EF} = t_{CD} = t_{BC} = 16\% T_{II}$ , дискът излиза от камъка със скорост  $V_{XP}$ ,  $H_P$  намалява,  $F_T$  също намалява, което позволява в края на участъка скоростта  $V_{XP}$  да се увеличи (при машината Берсанти това е осигурено автоматично, чрез сигнал от пътен апарат). Съставката  $F_{II3X}$  намалява, но все пак течността в реза натоварва двигателя. С излизане на диска от реза започва да се увеличава влиянието на силите  $F_{CII}$ . В този участък важат препоръките направени за участък В-С.

- (F-G-H) – това е участък отговарящ на  $T_o$  от времето  $T_{II}$  т.е. диска се връща в направения рез. Движението е с висока скорост $V_{XO} = 5 - 10_M / MUH$ , при което се изхвърля интензивно течност от реза. В този участък  $F_T = 0$ . Натоварването на двигателя е изцяло свързано от силите породени от присъствието на течността. Отчита се пик на консумираната мощност  $P_{FGH} = 32\kappa W$ , фиг.5.

Необходимо е да се отбележи, че в този участък се концентрира значителна мощност свързана с присъствието на течност, която не е технологично задължителна за режима, т.е. възможно е в участъка Е-F да започне намаляване на течността, подавана към диска, а в поз. 2 от фиг.2, тя да бъде изключена или значително намалена.

На фиг.5 е дадена и диаграма (сектори 1 и 2) на консумираната мощност при равни други условия на работа, но с увеличено количество на подаваната течност (сектор 2). Видимо е значителното нарастване на съответните консумирани мощности в разглежданите участъци. След обработката на голям брой експериментално снети диаграми при рязане на врачански варовик, се установява увеличение на енергийните разходи до 20 %, с увеличението на количеството охлаждаща течност от 2.5 до 5 л/сек.

3. Направените експерименти по отношение на избора на оптимални скорости  $V_x$  и  $V_o$  при зададени параметри на диска позволяват построяването на зависимостта на консумираната енергия за квадратен дециметър отрязана площ в зависимост от  $V_{XP}$ . Обработените резултати са при рязане на варовик с  $H_P$  =30 см. От фиг. 6 се установява съществено намаление на енергийните разходи





при скорост 1.1-1.2 м/мин. Тези резултати могат да бъдат разгледани като частични, тъй като липсват данни за по-високи скорости. Независимо от това те убедително показват, че при подходящ избор на скоростта на подавателното движение икономията на електроенергия е повече от 10%.

Очаква се, че с икономия на електроенергия ще бъде свързана и оптимизацията по други параметри, като скорост  $V_o$ , параметри на диска и др.

## 5. ИЗВОДИ

1. Оценено е влиянието на количеството охлаждаща течност, подавано към диска върху консумираната енергия при диамантното рязане, разгледано като технологична обработка. За режима анализиран като цикличен е показана възможността в определени периоди от него да бъде изключвана охлаждащата течност, а в други значително намалена. Експериментално е доказано, че при такова управление се избягва увеличение на енергетични разходи около 20%. При това мероприятията по реализацията на управлението не представляват технически проблем (управление на клапани, регулиране на скорост и др).

2. Доказана е енергийната несъстоятелност на утвърдената у нас практика, че за процеса на диамантно рязане е необходимо изобилие от вода.

3. Показани са експериментални зависимости свързани с оптимизацията на режима на рязане при изменение скоростта на подавателните движения. Получените резултати, дори разгледани като частични също доказват значително намаление на консумираната енергия, и дават достатъчни гаранции за успеха на бъдещите експерименти в тази посока.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Борисов Б., Ангелов С, Петков, Н. (2008), Оптимизация на процеса на рязане на скални материали с диамантени дискове, Годишншк на Минно-Геоложки Университет "Св. Иван Рилски", Том 51, Св. III, Механизация, електрификация и автоматизация на мините, 2008, стр. 69-74

[2] Борисов Б., Петков Н, Ангелов С., (2008), *Съпротивителни сили и моменти при рязане на скални материали с диамантено въже*, Годишник на Минно-Геоложки Университет "Св. Иван Рилски", Том 51, Св.III, Механизация, електрификация и автоматизация на мините, 2008, стр. 75-78

[3] Борисов Б., Ангелов С., (2008), Измервателно Устройство на енергетичните показатели на електромеханични системи. Научна конференция на Русенски университет, Русе 2009, стр. 55-

[4] Denkena, B., Tonshoff, H.K., Friemuth, T. and Glatzel, T.(2003), *Development of advanced tools for Economic and Ecological Grinding of Granite*. KEM, vol. 250, 21-32

[5] Han, Q.L., Y. Li, X.P. Xu. (2007), *A Comparative Study of Stone Sawing with Thin and Normal Blades*.KEM, Vol.329 687-691

[6] Konstanty, J. (2002), *Theoretical analysis of stone sawing with diamonds*. Journal of Materials Processing Technology.vol. 123, 146-154

[7] Li, Y., H. Huang, J. Y. Shen, X. P. Xu, Y. S. Gao. (2002), *Cost effective machining of granite by reducing tribological interactions*. Journal of Materials Processing Technology, vol. 129, 389-394

[8] Luo, S. Y., Y. S. Liao.(1993), *Study of the behaviour of diamondsaw-blades in stone processing*. Journal of MaterialsProcessing Technology, vol. 51, 296-308.

[9] Luo, S. Y. (1996), *Characteristics of diamond sawblade wear insawing*. International Journal of Machine Tools & Manufacturevol.36, 661-672

[10] Mamalis, A. G., Schulze, R., Tonshoff, H. K.(1979). *The slottingof blocks of hard rock with a diamond segmented circularsawblade*. IDR, October, 356-365.

[11] Xu, X. P., Y. Li, W. Y. Zeng, L. B. Li. (2002). *Quantitative analysis of the loads acting on the abrasive grits in the diamond sawing of granites*. Journal of MaterialsProcessing Technology, vol. 129, 50-55.

[12] Xu, X.P., Y. Li. (2003). *The Effects of Swarf in the Diamond Sawing of Granite*. KEM, Vol.250, 187-193.

Автори: Борис Борисов, доц. д-р от катедра АЕЗ, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Стефан Ангелов, инж. маг. докторант от катедра АЕЗ, Факултет Автоматика, Технически университет-София; E-mail address: *bnb@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р М. Михов


### БЕЗСЕНЗОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА СКОРОСТТА НА СЕРВОЗАДВИЖВАНЕ

### Владимир Христов

**Резюме:** Разработването на системи с интелигентно управление е тенденция в развитието на системи за автоматично управление. Едно такова управление представлява управлението на скоростта без допълнителни датчици за обратна връзка по скорост. В настоящата работа се предлага подход за безсензорно управление на скоростта на сервозадвижване (постояннотоков двигател и задвижвана механична система) с отчитане на еласичност и хлабини в кинематичната ситема. Предложен е алгоритъм за безсензорна оценка на ъгловата скорост на движение.

**Ключови думи:** скорост, безсенсорно управление, наблюдател на параметрите, филтър на Калман, вектор на вътрешното състояние

### SENSORLESS SPEED CONTROL OF THE SERVO MOTOR

### **Vladimir Hristov**

Abstract: In project of intelligent control system is a trend in the development of automatic control. One such control is control of speed without additional sensors about feedback. This work proposes an approach to sensorless speed control of servo drives (and DC motor drive and mechanical system) realized with friction damping and spring in the kinematic system. In this paper is suggested algorithm for sensorless estimates of speed in servo drives.

*Keywords:* velocity, sensorless control, observer of parameters, filter Kalman, vector on states

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Системата за управление на механична система с електрически двигател трябва да осигурява в реално време следене и обработка на информацията за динамичните състояния [1] като положение, скорост а в някой случай и ускорение. При електрозадвижванията автоматичната система за управление трябва да осигурява в реално време [2] следене и обработка на информацията за динамичните състояния като положение, скорост, ускорение и други. Обикновено в повечето

случай се оказва невъзможно скоростта да бъде измерена директно. Използването на устройства за директно измерване на скоростта на вала на двигателя в много от случаите се оказва неудобно с оглед на надеждността и невъзможността от куплирането им към самия вал. Поради тази причина стремежа е по косвен път (индиректно) да се получи информация за скоростта.

Обикновенно величините - ток, напрежение и позиция са удобни за директно измерване. Информацията за позицията на ротора може да се получи от инкременталните оптичеки енкодери (и.о.е.), [6] които се използват за измерване на ъгловото преместване на механичната ос на двигателя особено при сервозадвижвания, роботи, микрозадвижвания и други. Също така стремежа е към намаляване на броя на сензорите от обратните връзки необходими за управлението. Определянето (оценяването) [7] на неизвестните състояния на системата може да се осъществява чрез наблюдение на системата. На база измерване на позицията на ротора и захранващото напрежение на двигателя ще се синтезира оценител за останалите неизвестни вътрешни състояния на електрозадвижването [4].

В настоящата работа се предлага наблюдател за оценяване на неизвестните състояния на системата [3] реализиран на базата на филтър на Калман за механична система с постояннотоково електрозадвижване.

Във втора точка е направено математическо описание на протичащите процеси в сервозадвижването и на база това описание е реализиран модел в Simulink. В трета точка е представен и описан метода за оптимално оценяване чрез линеен филтър на Калман [5] с фиксиран период на наблюдение. В четвърта точка са показани експерименталните резултати и в пета са направени изводите.

### 2. МАТЕМАТИЧЕСКО ОПИСАНИЕ НА СЕРВОЗАДВИЖВАНЕ

На фиг.1 е представен модел на двумасова система състоящ се от електрически постояннотоков двигател (дпт) с постоянни магнити и механична система (товар).



Фиг.1 Двумасов модел на дпт и механична система

От фиг.1. може да се запишат и приведат в удобен вид за работа следните математически уравнения описващи процесите в двумасова система на електрозадвижването:

$$M - M_{12} - M_{c1} = J_r \frac{d\omega_m}{dt}$$

$$M_{12} - M_{c2} = J_l \frac{d\omega_l}{dt}$$

$$M_{12} = k_s (\theta_r - \theta_l) \qquad (1), \qquad \frac{d}{dt} i_a = \frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_b}{L_a} \omega_r + \frac{1}{L_a} u_a \quad (2),$$

$$M_{c1} = \left[ (b_m + b) \omega_r - b \omega_l \right]$$

$$M_{c2} = \left[ (b + b_l) \omega_l - b \omega_r \right]$$

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{K_t}{J_m}i_a - \frac{(b_m + b)}{J_m}\omega_r - \frac{k_s}{J_m}\theta_r + \frac{b}{J_m}\omega_l - \frac{k_s}{J_m}\theta_l \qquad (3), \qquad \frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \qquad (4),$$

$$\frac{d}{dt}\omega_l = \frac{b}{J_l}\omega_r + \frac{k_s}{J_l}\theta_r - \frac{(b+b_l)}{J_l}\omega_l + \frac{k_s}{J_l}\theta_l \qquad (5), \qquad \frac{d}{dt}\theta_l = \omega_l \qquad (6).$$

От горните математически уравнения можем да запишем системата в пространство на състоянието:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a} \\ \vdots_{a} \\$$

Системата (7) е от вида  $\frac{d}{dt}x = Ax + Bu$ , където:

$$x = \begin{bmatrix} i_{a} \\ \omega_{r} \\ \theta_{r} \\ \theta_{l} \end{bmatrix} \qquad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{a}}{L_{a}} & -\frac{k_{b}}{L_{a}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_{i}}{J_{m}} & -\frac{(b_{m}+b)}{J_{m}} & -\frac{k_{s}}{J_{m}} & \frac{b}{J_{m}} & \frac{k_{s}}{J_{m}} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{b}{J_{l}} & \frac{k_{s}}{J_{l}} & -\frac{(b+b_{l})}{J_{l}} & \frac{k_{s}}{J_{l}} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{a}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



*b* - коефициент на демпфиране между ротора и товара  $\left[\frac{Nms}{rad}\right]$ .



Фиг.2 Модел на електрозадвижването в Simulink

В математическото описание на двумасова система са отчетени всички нейни параметри. На базата на горните уравнения е изграден модел в Simulink средата. Вектора *x* отчита променливи на вътрешното състоянието: котвения ток; ъгловото позиция и ъгловата скорост на вала на двигателя; ъгловото позиция и ъгловата система (товара).

## 3. АЛГОРИТЪМ ЗА БЕЗСЕНЗОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА СКОРОСТТА НА СЕРВОЗАДВИЖВАНЕ

Възстановяване на вътрешното състояние на системата може да се реши успешно с оптимална линейна филтрация чрез използването на филтър на Калман. Освен това с оценяването на линейната скорост [7] ще се оценим и останалите променливи на състоянието: тока, ъгловата позиция и скоростта на ротора, ъгловата позиция и ъглова скорост на товара.

Системата може да я опишем в пространство на състоянието във вида:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + w(t), \quad t \ge t_0 \\
y(t) &= Cx(t) + v(t), \quad t \ge t_0
\end{aligned}$$
(8)

където:

*x*(*t*) - вектор на вътрешното състояние

*y*(*t*) - вектор на изхода на измерваните параметри

w(t) - бял гаусов шум от задвижването с ковариационна матрица Q(t)

v(t) - бял гаусов шум от измерването с ковариационна матрица R(t)

Филтъра на Калман се представя със следната система :

$$\dot{\hat{x}} = A \dot{\hat{x}} + Bu + K \left| y - C \dot{\hat{x}} \right|, \quad \dot{\hat{x}}(t_0) = 0$$
  

$$K(t) = PC^T R^{-1} \qquad (9)$$
  

$$\dot{P} = AP + PA^T + Q - PC^T R^{-1} CR$$

където:

x - наблюдател на вектора на вътрешното състояние x(t)

P(t) - ковариационната матрица на грешката от оценяване,

*К*(*t*) - коефициент на усилване на Калман.

Поради дискретния характер на процеса на измерване, системата (8) трябва да бъде дискретизирана [8]:

$$\begin{vmatrix} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k) \\ y(k) = Cx(k) + v(k) \end{vmatrix}$$
(10)

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

1. На първата стъпка се определя текущата оценка  $\hat{x}(k | k)$  на вектора на вътрешното състояние в момента k въз основа на текущото измерване y(k) и а priori" оценката на вектора  $\hat{x}(k | k - 1)$  в предходния момент k - 1. Пресмята се ковариационната матрица на грешката на оценяване.

Тази стъпка отговаря на решаване на уравнението на Рикати :

$$K(k) = P(k | k-1).C^{T}.[C^{T}.P(k | k-1).C^{T} + R(k)]^{-1}$$
(11)

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

На фиг.3 е показан реализирания наблюдател с филтъра на Калман в средата на Матлаб.



Фиг. 3 Наблюдател на ДПТ реализиран с филтър на Калман



Фиг.4 Котвения ток



Фиг.6 Скорост на ротора



Фиг.5 Оценения котвен ток



Фиг.7 Оценената роторна скорост

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ



Фиг. 8 Ъглова позиция на ротора



t(s)

140

120

@ 100

10 P0

вићие 60

8 40

Qr(br.

20

-20



Фиг.10 Скорост на товара



Фиг.12 Ъглова позиция на мех.



Фиг.11 Оценената скорост на товара



Фиг.13 Оценената ъглова позиция на механизма

В тази точка са представени резултатите от направеното изследване. Изследването има за цел да оцени съответните състояния () на системата при пускане и спиране на двигателя. В лявата колона графиките отразяват реалните симулационните изследвания на състоянията на системата, а в дясната част графиките показват оценените състояния на същите чрез филтъра на Каламн. От графиките се вижда, че оценките се доближават с достатъчна точост до реалните вътрешните състояния.

#### 5. ИЗВОДИ

Моделирана е двумасова система състояща се от постояннотоков двигател и задвижвана механична част с отчитане на луфтовете и хлабините в Simulink средата. Извършена е оцека на ъгловата скорост чрез използване на филтъра на Калман с фиксиран период на наблюдение. Предложения подход за безсензорно управление на скоростта на сервозадвижване с постояннотоков двигател позволява чрез използването на информация за позицията на ротора и входното напрежение, да се осъществи реално оценка както на скоростта така и на останалите вътрешни състояния на системата.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Т. Йонков, Д. Бакърджиев, А. Иванова, (1985), *Изследване на динамичните свойства на двудвигателен навиващ механизъм*, Юбилейна научна сесия 40 години ВМЕИ, София, 1985, МФ VII-28-33

[2] Е. Йончев Т. Йонков, (2010), *Някои възможности за експериментално изследване на електрозадвижвания в реално време*, International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'10, Bulgaria, Sofia, October 3 - 7, 2010, Proceedings ISSN 1313-1850, 119-123

[3] Т. Йонков, Е. Йончев (2006), Адаптивен наблюдател за безсензорно управление на асинхронен двигател, Сборник научни трудове на Юбилейна научна конференция 2006, "20 ГОДИНИ ФИЛИАЛ НА ТУ-СОФИЯ В ПЛОВДИВ", 09-11 ноември 2006, Пловдив, © 2006, 101 – 114.

[4] Т. Йонков, (1993), Устройство за управление на постоянно токов двигател с променлив инерционен момент, Авторско свид. 92415/1993

[5] G. Rigatos (2009), *Particle and Kalman filtering for state estimation and control of DC motor*, Published by Elsevier, ISA Transactions 48 (2009) 62-72

[6] Seung-Ki Sul (2011), *Control of Electric Machine Drive Systems*, Publisher A JOHN WILEY&SONS 2011 ISBN 978-0-470-59079-9

[7] J. Chiasson (2005) *Modeling and High-Performance Control of Electric Machine* Publisher A JOHN WILEY&SONS 2011 ISBN 0-471-68449-X

Автори: Владимир Христов, ас. инж.; катедра: AE3; Факултет Автоматика; Технически Университет-София; *email: vdhristov@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. Б. Борисов



### ВLUETOOTH/WI-FI УПРАВЛЕНИЕ НА РОБОТ С ПОВИШЕНА МОБИЛНОСТ

#### Валентин Николов, Владимир Заманов

**Резюме:** В доклада се представя реализиран контролер за дистанционно управление на верижен мобилен робот. Комуникационното звено на контролера е изградено на модулен принцип и позволява използването на Bluetooth или Wi-Fi, като средства за безжичен пренос на данни. Управлението на верижната платформа се осъществява от потребителски интерфейс реализиран в средата на Labview. Управлението е достъпно както от персонален компютър, така и от мобилен телефон.

**Ключови думи:** мобилни роботи, управление на двигатели, Bluetooth, Wi-Fi, Интернет, дистанционно управление, Labview.

### BLUETOOTH/WI-FI CONTROL OF HIGH MOBILITY ROBOT

### Valentin Nikolov, Vladimir Zamanov

Abstract: The report presents an implemented controller for remote control of tracked mobile robot. Communication module of the controller is built modular and allows using Bluetooth or Wi-Fi as unit for wireless data transmission. The remote control of the mobile platform is performed by a user interface implemented in the Labview area. The robot can be controlled from either PC or mobile phone.

Key words: mobile robots, DC motor control, Bluetooth, Wi-Fi, Internet, remote control, Labview

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В доклада се представя реализиран контролер за дистанционно управление на верижен мобилен робот. В [1] е представена първа версия на контролер за управление на електродвигатели, като комуникацията се осъществява чрез RS-485. Този първи прототип има многофункционално приложение и възможности за управление както на постояннотокови електродвигатели, така и популярните хоби серво задвижвания. Стрингово базирания (*ASCII*) протокол позволява управлението да става през произволна терминална програма или среди като *Matlab* и *Labview*. Контролера успешно се прилага в четири версии на експериментални омниколесни мобилни платформи [2].

На фиг.1. е показано конструктивното решение на реализиран мобилен робот с три управлявани двигателя в поглед отгоре и отдолу.



Фиг.1. Омниколесен мобилен робот с три управлявани колела.

Комуникацията между контролера и управляващия компютър се осъществява по безжична *Wi-Fi* мрежа. Локална *Wi-Fi* мрежа е реализирана с безжичен рутер към *LAN* порт на който се свързва преобразувател *Ethernet-RS485* на фирма *MOXA*. Преобразувателя предава по *RS-485* интерфейс данните към контролера за управление на двигателите. Върху платформата е фиксиран пакет с акумулаторни батерии. Програмната среда използвана за обработка на информацията е *Matlab*. Движение на робота с три степени на свобода се задава с конвенционален USB джойстик от оператор.

**1. КОНТРОЛЕР ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ВЕРИЖЕН МОБИЛЕН РОБОТ** На база постигнатите резултати бе реализирана втора версия на контролера, конкретно разработен за управление на изследователски верижен мобилен робот. На фиг.2 се демонстрира верижната платформа и разположението на контролера в основата и.



Фиг.2. Снимка на верижната платформа и разположението на контролера в основата и.

Контролерът е проектиран за управление на постояннотокови двигатели. Верижната платформа разполага с два двигателя, като максималният ток през все-

ки от тях достига 1.5 А в установен режим, като захранващото напрежение е 12 V. Тези изходни данни са определящи при избора на конкретна драйверна схема. Тъй като за подобни приложения реверсирането на двигателите е задължително това налага използването на мостов драйвер за управлението на двигателите. Бяха избрани Н-мостови схеми *BTS7810K* предлагани от *Infineon [2]*. Схемата е в интегрално (SMD) изпълнение и осигурява пиков ток до 7 А. Когато се използва като пълен Н-мост драйвер, чипът позволява управление на един електродвигател. Вградената автоматична защита по ток и прегряване гарантира безпроблемната и безопасна работа дори при екстремни ситуации (блокиране на двигател, висока околна температура и др.).

На фиг.3 е представено схемното решени за управление на драйвера. Всеки транзистор от четирите рамена на моста се управлява от отделен вход. Тъй като целта е да се осигури управление на посоката и скоростта, необходимо е добавянето на допълнително външни компоненти. Към схемата са свързани два двувходови И-логически елемента (74HCT08). Два от входовете се свързват в обща точка, като по този начин се реализира вход за разрешение (*PWM*). При подаване на *лог.* '0' изходите и на двата елемента се нулират, като по този начин всички транзистори от моста са запушени. При тази постановка двигателя не се върти. При *лог.* '1' на входа за разрешение, изходите на двата И-елемента приемат същите логическите нива, като тези подадените на свободните входове (*DIR1\_1* и *DIR1\_2*). Те се използват за управление на посоката на въртене. В този случай комбинация '10' задава условно посока по часовниковата стрелка, а '01' респективно обратната. Комбинации '11' и '00' се интерпретират от логиката на драйвера като стоп процедура, при което към двигателя напрежение на се подава.



Фиг.3. *BTS7810К - Драйверна схема за управление на един електродвигател.* 

Освен като вход за разрешение, *PWM* се използва за управление скоростта на въртене. За целта е необходимо този вход да се свърже към източник на широчинно-импулсно модулирани сигнали (ШИМ). При постоянна честота се променя единствено продължителността на импулса, като отношението на тези две величини дефинира параметър известен като коефициент на запълване (КЗ). Стойността му се изменя в диапазона от 0 – 100 %. Като източник на ШИМ сигнали е избран микроконтролер *PIC18F2525* на фирма *Microchip*. Микроконтролерът подържа два независими хардуерни ШИМ изхода. Всеки от тях е свързан към двата входа за разрешение. За конкретното приложени, коефициентът на запълване се задава с осем битова комбинация, при което 0 съответства на 0 % КЗ, а 255 на 100 %. Предвидена е опция за промяна на честотата, като потребителя ще избира между няколко фиксирани честоти (виж т. 4 по долу).

Комуникацията с микроконтролера е по серийна UART (TTL) шина. Предвидени са няколко възможности за достъп до контролера. По подразбиране UART сигналите, чрез схема 75176 се преобразуват до RS-485 интерфейс. Използването му на този етап е органично, тъй като управлението на мобилната платформа в този вариант би ставало посредством достатъчно дълъг кабел. Това би намалило мобилността на системата. Предвижда се в бъдеще добавянето на допълнително електронни модули (сензори, контролер за управление от по високо ниво и др.), при което комуникацията и координацията между тях ще се бъде организирана по RS-485 интерфейс. При необходимост този интерфейс може да се изключва с джъмпер. За да бъде възможна комуникацията и с други средства UART сигналите (TX, RX и маса) се извеждат на отделен, външен конектор. На фиг.4. в ляво се вижда контролерът в завършен вид. В дясно е представен контролерът с монтиран модул за безжична комуникация, разгледан в следва-

шата точка.



Фиг.4. Външен вид на контролера (ляво) и контролерът с монтиран модул за безжична комуникация.

### 2. БЕЗЖИЧНА КОМУНИКАЦИЯ С КОНТРОЛЕРА

От съвременна гледна точка безжична комуникация при управление на мобилни роботи е задължителна. Още повече, развитието на технологиите осигури евтини и достъпни средства, с които потребителя може да предаде дистанционно данни на големи разстояние (с Интернет и до всяка точка на света). За целите на проекта са избрани *Bluetooth* и *Wi-Fi връзки*. Предлаганите алтернативи са много, но целта е да се подберат модули, които да бъдат взаимно заменяеми. Фирма

*Connectbule* [3] предлага подобни решения, много подходящи за различни развойни приложения. Предлаганите модули са със сходни габаритни размери и разположение на изводите, което позволява замяната на *Bluetooth* комуникацията с *Wi-Fi* базирана такава да става само с размяна на местата им върху цокъл.

Реализирана е комуникационна платка върху която е запоен цокъл за монтаж на

Bluetooth или Wi-Fi модул, както и съпътстваща електроника необходима за оживяването им. Платката се свърза към контролера с подходящ конектор. Използвани са модел CB-OBS4111-04-0 за Bluetooth комуникацията и CB-OWS4511-04-0 за Wi-Fi. Снимка на двата взаимозаменяеми модули може да се види на фиг.5.

При работа с *Bluetooth*, модулът бива разпознат от управляващия компютър като виртуален сериен порт. От гледна точка на потребителя по-нататъшната работа с нищо не се различава от ра-



Фиг.5. Bluetooth (ляво) и Wi-Fi (дясно) модули за безжична комуникация.

ботата със стандартен *RS-232* порт. Wi-Fi модулът стандартно работи като мастър устройство, със зададено *IP* и *TCP* порт за комуникация.

### 3. ПРОТОКОЛ ЗА КОМУНИКАЦИЯ

Комуникацията и с двата модула е стрингово (ASCII) базирана и става на база протокол създаден за конкретното приложение. Форматът на протокола е следния – :1 01 1 255 1 255 \r\n. Първи бит ':' указва начало на съобщението. Втори бит '1' задава адрес на контролера. Приложния софтуер позволява едновременното управление на няколко контролера стига те да са с различни адреси. Поради тази причина всеки контролер притежава собствен уникален адрес зададен с числа от 0÷9. Трети и четвърти бит формират двуцифрено десетично число, което показва пореден номер на регистър. Отделните функции в контролера са обособени в регистри. На този етап са реализирани два регистъра 01 – задаващ скорост и посока на движение и регистър 02 – определящ честотата на ШИМ модулацията. Потребителя може да избира между пет фиксирани честоти: 1kHz, 5 kHz, 10 kHz, 15 kHz и 20 kHz. Битове от 5 до 12 са информационни и съдържанието им зависи от регистъра който ще се ползва. При рег. 01 - пети бит задава посока на въртене на единият електродвигател, а битове 6÷8, коефициент на запълване за ШИМ модулацията за същият двигател изразена с осем битово число (0÷255). Битове 9÷12 са аналогични, но управляват втория двигател. При рег. 02 – се използва само последният 12-ти бит, с който се оказва пореден номер за фиксирана честота (от 1÷5). Последните два бита "r n" задават края на съобщението.

### 5. ПРИЛОЖЕН СОФТУЕР

В средата на *Labview* е реализирано приложение (фиг.6), с което да се улеснява

работата на потребителя при дистанционното управление на платформата. Операторът има възможност за избор между *Bluetooth* или *Wi-Fi* комуникация. В първия случай се задава серийния порт за връзка, а във втория IP-адреса и TCP портът за комуникация. След указване на подходящия адрес на контролера, с ротационни контроли може да се дефинира скорост (чрез коефициентът на запълване) за всеки от двата двигателя. Чрез бутони се управлява желаната посока на движение. Когато скоростите за двата двигателя са равни завиването става на място. Когато е необходимо реализирането на гладки траектории, то това може да стане с промяна скоростите в двете колела.

Реализирано е също така приложение за управлението на платформата чрез мобилен телефон или таблет (*Windows* или *Windows Mobile* базирани).



Фиг.6. Приложение за управление чрез компютър или мобилен телефон.

#### БЛАГОДАРНОСТИ

Представените в настоящата публикация резултати са финансирани от договор № ДДВУ02/56 от 20.12.2010 на проект с тема: «Мобилна изследователска платформа с дистанционно безжично управление»

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Николов, В., Заманов, В., *Wi-Fi верижен мобилен робот*, Национален комитет по теория на механизмите и машините, Механика на машините, Година XX, Книга 1, 2012, ISSN 0861-9727, Издателство ТУ-Варна, стр. 42 – 45.

[2] Гаврилов, Милен., *Омниколесен мобилен робот*, Дипломна работа, ТУ-София, ФА, секция "Роботика", 2012 г.

[3] www.connectblue.se

Автори: Владимир Заманов, доц. д-р, кат. АЕЗ, Лаборатория "Роботика", Факултет Автоматика, Технически Унивелситет-София; *e-mail: vzamanov@tusofia.bg;* Валентин Николов, д-р инж. - "Сензор-Найт Индастриъл" ЕООД (Sensata Technologies), *e-mail: val\_niko@yahoo.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р В. Балавесов



### РАЗВИТИЕ НА СЕНЗОРНАТА СИСТЕМА НА ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ МОБИЛЕН РОБОТ

#### Владимир Заманов, Атанас Димитров, Станислав Симеонов

**Резюме:** В работата е направен анализ на развитието на различните сензорни системи в съвременните високомобилни роботи със среден и малък размер. Дефинирани са специфичните изисквания към различните видове сензори от гледна точка на компактност, енергопотребление и бързодействие при обработка на измерваните величини. Представена е концепция на сензорна система на малък дистанционно управляем изследователски високомобилен робот. Анализират се параметрите на самият робот и работната сцена оценявани със сензорите и разширяващи функционалността на робота, осигурявайки му елементи на автономност.

**Ключови думи:** високомобилен робот, изследователска платформа, ултразвукови сензори, лазерен скенер, инфрачервени сензори

### DEVELOPMENT OF THE SENSORY SYSTEM OF AN INVESTIGATON MOBILE ROBOT

### Vladimir Zamanov, Atanas Dimitrov, Stanislav Simeonov

Abstract: The work analyzes the development of the different classes of the sensory systems in modern mobile robots with medium and small size. There are defined the specific requirements for the different types of sensors in terms of compactness, power consumption and performance in processing the measured values. Concept for building a sensor system suitable for implantation in a small remote controlled highmobility robot for investigation is present. The parameters of the robot and working stage, evaluated by sensors and expanding functionality of the robot, providing elements of autonomy are analyzed.

*Keywords:* high-mobility robot, investigations platform, ultrasonic sensors (US), LIDAR, infrared (IR) sensors.

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Високомобилните наземни роботи [1] намират все по-широко приложение и имат голямо конструктивно разнообразие. Тези роботи са статично устойчиви върху разнородни терени, разпределяйки равномерно натоварването на контактната площ върху терена и могат да преодоляват вертикални (наклони, неравности, стъпала и ниски тавани) и хоризонтални препятствия (ровове и теснини) [2, 3]. Използват се в области свързани с анализ и работа в опасни среди, проучване при бедствия и авари, военни и охранителни дейности, какти и за *лабораторни и научни изследвания*. Особено подходящи при инспекция на труднодостъпни открити и затворени пространства са *изследователските мобилни роботи* (MP) с компактни размери от лек тип (до *50kg*). Чрез имплементиране на развита *мултисензорна система* се постига висока функционалност, повишава се надеждността при работа и се разширяват възможностите за анализ на работната сцена и среда. Подходът при проектирането и изграждането на сензорната система е в тясна връзка с целевото предназначение на робота и спецификата на задачите. При добавяне на нови сензори подобряващи информационните възможности е необходимо да се вземат под внимание следните негативни особености:

- увеличават се изискванията към физическите параметри на робота габарити и тегло;
- усложняват се алгоритмите за обработка на информация от сензорите;
- повишават се изискванията към изчислителният ресурс на робота от страна на бързодействие и входно изходни линии;
- повишават се изискванията към комуникационната система на робота изразяваща се в увеличаване на честотната му лента и осигуряване на средства за компресия на данните;
- повишава се консумацията на електроенергия водещо до повишаване на капацитета на акумулаторните батерии и всички негативни последствия от това (тегло и обем на батериите).

**Целта** на настоящият доклад е да се анализират съвременните тенденции при изграждането на сензорните системи във високомобилните наземни роботи с цел проектиране на дистанционно управляем изследователски МР и конкретизиране на етапите при изграждането му.

### 2. СЕНЗОРИ В МОБИЛНИТЕ РОБОТИ

Мобилните роботи възприемат заобикалящият ги свят посредством наличната им сензорна система. Сензорите осигуряват възможност за взаимодействие със заобикалящата ги околна среда с определени физически действия. Използваните сензори в съвременните MP се структурират на *вътрешни* и *външни* [4, 5]. Предназначението на вътрешните сензори е за измерване на *кинематичните* (положение, скорост и ускорение), *динамичните* (двигателен момент) и *енергийните* (температура, капацитет на батериите) параметри на роботите. Задачите на външните сензори обикновено се свързват с *картографиране* на работната сцена, *локализация* и *навигация* по време на предвижването на робота.

По принципа на своето действие сензорите биват *пасивни* (които преобразуват получените статични сигнали в електрически) и *активни* – такива, които изпращат модулирани сигнали и измерват промяната на параметрите им при приемането им [6].

Анализирани са сензорните системи на 7 високомобилни наземни роботи от лек и среден тип използвани за изследователски и рискови операции. Те осигуряват одометрията, локализация и навигация при движение, както и целевите информационни задачи. В Таблица 1 са представени данни за компонентите на системите.

Таблица 1

-									1	иоэтпци т
№	Робот (Автори)	Сонар	IR	Лидар	Компас	Жироскоп	GPS	Камери	Целеви сензори	Енкодери
1	Arian III ( <b>Ariana</b> ) [7]	SRF08 ( <b>Devantech</b> )	GP2D02 (Sharp)	URG-04LX ( <b>Hokuyo</b> )	CMPS03 ( <b>Devantech</b> )	3DM-G ( <b>Microstrain</b> )	iQ GPS (Lassen)	IR CCD ¼" ( <b>Panasonic);</b> 360° пано- рамна ( <b>Sony</b> )	IR термоме- тър (Omega); CO <sub>2</sub> - 2015SPI-1 (Valtronic)	Абсолютен AC36 ( <b>Acuro Ind.</b> ); инкрементални HEDS558 ( <b>Faulhaber</b> )
2	Delta ( <b>AriAnA</b> & AVA) [8]	SRF08- 12бр. ( <b>Devantech</b> )	-	UTM-30 LX; URG- 04LX; ( <b>Hokuyo</b> )	CMPS03 ( <b>Devantech</b> )	MTi ( <b>Xsense);</b> 3DM-GX1 ( <b>Microstrain</b> )	-	CCD <sup>1</sup> / <sub>3</sub> " - 26p. (Sony); STOC-6cm (Videre); IR AXT100 (Ann Arbor)	температура TPA81- 2 бр. ( <b>Devantech);</b> CO <sub>2</sub> – GMM ( <b>Vaisala</b> )	инкрементални HEDL 5540 ( <b>Faulhaber</b> )
3	Rugbot ( <b>IUB</b> ) [9]	Обхват (10m; 60°) (Polaroid); Обхват (7m; 10°) ( <b>Baumer</b> )	Активни IR обхват (0.7m; 10°) (Sharp)	URG-04LX ( <b>Hokuyo</b> )	-	IMU MTi ( <b>Xsense</b> )	-	USB (1280х960) 3бр. ( <b>Philips);</b> A20 термо ( <b>FLIR Sys.);</b> (TOF) SR-3000 ( <b>Mesa</b> <b>Imaging</b> )	CO <sub>2</sub> (Vaisala)	квадратурни (Hewlett Packard)
4	NAJI-V (Azad University of Qazvin) [10]	SRF08-12бр ( <b>Devantech</b> )	-	URG-X003 ( <b>Hokuyo</b> )	CMPS03 ( <b>Devantech</b> )	ADXL202 (Analog Dev); MTi 3DM-GX1 (Xsense)	-		температура TPA81 ( <b>Devantech</b> ); CO <sub>2</sub> Gascard II Edinburgh Inst.	инкрементални HEDS5540 A14 12бр. ( <b>Faulhaber</b> )
5	Good Samaritan (Colorado State University) [11]	SRF05 - 66p. ( <b>Devantech</b> )	GP2Y0A02YK- 5бр. ( <b>Sharp</b> )	URG- X003S (Hokuyo)	Vector 2x (PNI Tech)	IMU – 5DOF ( <b>Sparkfun</b> )	-	"Zerolux" PC209IR ( <b>Supercircuits</b> ); IR A10 ( <b>FLIR Sys</b> )		HEDS5500 - 6бр. ( <b>Faulhaber</b> )
6	Zerg (Universitat Freiburg) [12]	SRF08 - 3бр. ( <b>Devantech</b> )	GP2D12 2бр. ( <b>Sharp</b> )	URG-04LX ( <b>Hokuyo</b> )	CMPS03 (Devantech)	IMU InertiaCube; ADXL202	-	Quickcam 4000 ( <b>Logitech</b> ) Thermal Eye	Пиро-ел. R3-PYRO01 ( <b>Acroname</b> )	R238-WW01- KIT (Acroname)
7	Red Knight (Benilde-St. Margaret's School) [13]	-	-	URG-04LX ( <b>Hokuyo</b> )	MicroMag 3- axis Magnetometer ( <b>Sparkfun</b> )	ADXRS 300Gyro ADXL203 ( <b>Analog Dev</b> )	-	360°панорамна RPU-C2512 (Sony); IRI 1011 термо (Irisys); FCB-EX780B/ EX780BP (Sony)	CO2-BTA CO2 (Vernier)	квадратурен E5S (US Digital)

С удебелен шрифт в скоби, под всеки вид сензор е посочен производителят.

Анализа на данните за *сонарните системи* показва, че за измерване на средни разстояния  $(1 \div 7m)$  се използват, както електростатични ултразвукови сензори (3) от Polaroid, така и пиезоелектрични сонари (1, 2, 4-7), с ширина на излъчвания сигнал в диапазона от  $10^{\circ}$  до  $60^{\circ}$  и разделителна способност от 2.5cm. Предпочитани са сонари работещи в ултразвуковия честотен диапазон от 40kHz,

използващи захранващо напрежение от  $(3.3 \div 12V)$ , малка консумация на ток до 15mA и комуникиращи с базовият контролер по I<sup>2</sup>C или сериен интерфейс. Използват се сонари, както с управляем коефициент на усилване на сигнала (*SRF08 - Devantech*), така и с фронтално монтирани светлинни сензори за измерване интензитета на светлината. Типичното време за измерване на разстоянието за анализираните ултразвукови сензори е границите от ( $50 \div 100ms$ ), а броят на използваните сензори варира от ( $3\div 126p$ .).

Вторият най-често използван вид локатори са *инфрачервените* (*IR*) сензори. Анализираните датчици са с възможност да измерват разстяния в диапазона от ( $10 \div 80 cm$ ) имат силно изразена нелинейна зависимост между стойността на измереното разстояние и напрежението в аналоговия изход, типичното им време за реакция е 39ms, захранват се напрежение ( $4.5 \div 5.5V$ ) и консумират ток ( $30 \div 50mA$ ). Връзката между сензора и управлението на робота се осъществява по една единствена линия.

Във всички анализирани роботи, за създаване на карта на работната сцена се използват един 2D лазерен скенер производство на Hokuyo Automatics. Изключение прави робота Delta, който използва два скенера - един с обхват до 30m (UTM-30 LX), ъгъл на сканиране до  $270^{\circ}$  и време за измерване 25ms и един близкообхватен до 6m (URG-04LX) и ъгъл на сканиране 240°.

За определяне на абсолютната равнинна ориентация на роботите са използвани предимно електронни *цифрови компаси (CMPS03)* с разделителна способност от  $0.1^{\circ}$  и точност  $3 \div 4^{\circ}$  при наклон на основата на робота до  $60^{\circ}$ , както и на тримерната пространствена - чрез жироскопи комбинирани с акселерометри, про-изводство на MicroStrain (1, 2), Xsence (2÷4) и Analog Devices (4, 6, 7).

Само робота Arian III използва GPS система за определяне на глобалното си местоположение.

Всички роботи са съоръжени с една или повече камери, като тук техническото разнообразие е много голямо, както по отношение на параметрите на използваните камери, така и по отношение на технология и производител. Роботи 1 и 7 използват 360° панорамни камери осигуряващи цялостна картина на работната сцена и среда и по една камера монтирана фронтално за предаване на визуална информация по време на движение. Пет от разгледаните роботи използват термокамери (2, 3, 5-7), а в апаратите Delta и RugBot са екипирани и със стереокамери.

Целевите сензори включват предимно сензори за измерване на температура и въглероден диоксид, като най-често се използват IR сензори за безконтактно измерване на температурата.

Използваните датчици за одометрия са предимно оптически инкрементални.

## 3. КОНЦЕПЦИЯ ЗА СЕНЗОРНА СИСТЕМА НА ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ МОБИЛЕН РОБОТ

Проектираният изследователски робот се изгражда на базата на лека двуверижна мобилна платформа [1] с габарити 445 х 226 х 92 mm и тегло с работен товар - 10kg. Работната сцена е разнородна и предвижда работа, както в урбани-

зирани райони (сгради, дворове, канали, тунели, пътища, площадки и ж.п. линии), така и в естествена и неструктурирана среда при различен релеф и повърхност.

Голямото разнообразие, сложност и динамика на работната среда и спецификата на изследователските задачи налага воденето на робота да става от специализиран оператор, задачите на който са наблюдение, анализ и вземане на решения свързани с навигацията и изпълнението на целевите задачи. В зависимост от конкретната ситуация, операторът може да превключи робота в полу-автономен режим при който роботът изпълнява автоматично предварително обучени цикли и операции.

Блокова схема на проектираната мултисензорна система е показана на фиг.1. Прието е изграждането на модулите да е поетапно. Като първи етап е избран изграждане на многосонарна система, явяваща се евтина алтернатива на скъпоструващите лазерни скенери. Втори етап е оборудването със 2D лазерен скенер и шестмерен жироскоп-акселерометър.



Фиг.1. Концептуална блокова схема на високомобилен дистанционно управляем изследователски робот

От гледна точка на хардуерното изпълнение на сензорната система има две групи сензори – с по-малки изисквания към изчислителните ресурси и такива изискващи обработка на информацията с високопроизводителни алгоритми за разпознаване на образи и обекти. Първата група сензори: енкодерите на двигателите на мобилната платформа и енкодерите и безконтактните IR сензори на манипулатора, сензорите за контрол на акумулаторните батерии, интегрираният акселерометър – жироскоп и сонарната система могат да се свържат директно към базовият контролер на MP. Сензорите имащи директна връзка с бордовият компютър са 2D лазерният скенер, видео камера и целевите сензори, чието конкретизиране е целево.

Енергията на робота ще се доставя от литиеви акумулаторни батерии. Състоянието им ще се следи непрекъснато, като едновременно с информация за разходваният и остатъчен капацитет, ще се следи и анализира и температурата на отделните клетки, а информацията за текущото им състояние се изпраща периодично към пулта на оператора на робота. В тази система се предвижда също така и защита от недопустим разряд на батериите под допустимият минимум.

### 4. СОНАРНА СИСТЕМА

Сонарната система се състои от 8 ултразвукови сензора LV-MaxSonar-EZ2 на фирмата Maxbotix [15]. Конкретният избор на сензорите е продиктуван преди всички от тесният сканиращ ъгъл, който предлагат, малката енергийна консумация и собствено тегло и опростената комуникация със сензора. Пълната му спецификация на техническите им характеристики е дадена в Таблица 2.

Таблица 2

	<ul> <li>Работна честота – 42kHz;</li> </ul>
C A A A A A A A A A A A A A A A A A A A	• $O \delta x Bat - (150 \div 6450 mm);$
and the second	<ul> <li>Разделителна способност – 25.4mm;</li> </ul>
	<ul> <li>Брой измервания за секунда – 20;</li> </ul>
	<ul> <li>Работно напрежение – (2.5 ÷5.5V);</li> </ul>
LV-MaxSonar-EZ2	<ul> <li>Ток на консумация – 3mA;</li> </ul>
	<ul> <li>Комуникация със сензора:</li> </ul>
	<ul> <li>ШИМ изход със скалируемост на ШИМ сиг-</li> </ul>
	нала 147µs/inch;
	- аналогов изход със стъпка на напрежението -
	Vcc/512/inch;
	<ul> <li>Сериен интерфейс с бодова скорост от 9600</li> </ul>
	Baud при 8 бита данни, един стоп бит и без
	проверка по четност (9600Baud, 81N).
	• Maca: 4.3g;
	• Размери: 19.9 x 22.1 x 15.5mm.

Сонарите са разположени равнинно по обшивката на МР в точки  $S_1$ : $S_8$  в съответствие с фиг.2. В скоби са дадени абсолютните координати на излъчвателя на всеки от тях, спрямо приетата дясно ориентирана координатна система на платформата. Броя на сензорите е съобразен така, че при движение на робота в посока напред или назад, да не остане непокрита сканирана област по посока на движението, като същевременно и да не се получи голямо препокриване на излъчваните сигнали с цел избягване на паразитни и/или лъжливи ехо сигнали. Предназначението на сензорите разположени перпендикулярно на нормалната посока на движение е за случаите на полу-автономен режим на действие, когато трябва да се спазва конкретна дистанция от обекти, успоредни на посоката на движение.



Фиг. 2. Разположение на ултразвуковите сензори

На фиг. 3 са показани диаграмите на насоченост на три от сензорите ( $S_1$ ,  $S_2$  и  $S_8$ ) в съответствие с данните от производителя. Показаните характеристики са за случая при откриване на обект с цилиндрична форма с диаметър 25mm. От фигурата се вижда, че при такова разположение на сензорите, в случай че обекта не е фронтално на излъчваният сигнал (показани са осите на разпространение на ултразвуковите сигнали), минималното разстояние на което би бил засечен е около 500mm от корпуса на робота. Максималното разстояние на откриване на обекти с диаметър над 300mm е 6800 mm от центъра на апарата, а на 150 mm от тялото системата е нечувствителна.



Фиг. 3. Диаграма на насоченост на излъчваните ултразвукови сигнали.

Принципната схема за четене на информацията от сензорите е показана на фиг.4. Схемата е базирана на микроконтролер PIC18F452 на Microchip. Данните за измереното разстояние от сензорите се получават през аналоговият им интерфейс и контролера отчита измерените стойности на всеки 50 ms. В схемата сензорите (не са показани на фигурата) са свързани чрез куплунг към аналоговите входове на микроконтролера обозначени в случая с  $S_1$ ÷ $S_8$ .



Фиг.4. Принципна схема на микроконтролерна карта за четене на информацията от сензорите

На фиг.5 е показана практическата реализация на така проектираната сензорна система монтирана върху верижната платформа.



Фиг.5. Практическа реализация на ултразвуковата сензорна система

При настройване на системата от голямо значение бе да се определи реалното минимално време необходимо за инициализация на сензорите, което в случая се различава с около 200ms от посоченото в каталожните данни (300ms). Това се дължи на факта, че при първоначалната им инициализация, сензорите изискват около тях да няма обекти на разстояние по-близо от 180mm. При наличието на такива, сензорите ги отчитат като обекти намиращи се на разстояние под минималният обхват на сензора. Коректно отчитане на разстоянието се получи при

липса на обекти по време на началната калибровка на разстояния по-близки от 400mm. Веднъж калибрирана системата измерва разстоянията до обектите според спецификациите на производителя.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада са анализирани сензорните системи на група малки наземни високомобилни роботи. Разработена е концепция за структурата на такава прототипна система. Като първи етап е проектирана осем-сонарна система с последователно сканиране. Проведени са тестове с реална верижна платформа и собствен контролер.

### БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от договор № ДДВУ02/56 от 20.12.2010 на проект с тема: «Мобилна изследователска платформа с дистанционно безжично управление»

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Заманов В., Димитров Ат., Симеонов С., *Верижна мобилна платформа с безжично дистанционно управление*, сборник с доклади от международна конференция *PAM 2011*, София, 2011, стр. r1-r4.
- [2] Zamanov V., Dimitrov At., *Tracked locomotion and manipulation robots*, *Problems of engineering cybernetics and robotics - Bulgarian Academy of Science*, vol. под печат, 2012.
- [3] Zamanov V., Dimitrov At., *High-Mobility Ground Robots International Conference RAM2011,5-6.10.2011*, Sofia, 2011, pp. r21-r28.
- [4] Siegwart R., I. Nourbakhsh I., *Introduction to Autonomous Mobile Robots*, The MIT Press, 2004, p. 336.
- [5] Carroll T., *Then and Now Robot Sensors*, *SERVO Magazine*, pp. 79-82, July 2007.
- [6] Aboshoha A., *An Introduction to Robot Destributed Sensors Part I*, Computer Science Dept., WSI, University of Tubingen, 2003, p. 101.
- [7] Rahnavard M., Chitsazan A., Soltanzadeh A. H., Johari P., Abbasi E., Emami M., Ramezani M., *RoboCupRescue 2006 - Robot League Team Ariana (Iran)*, Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany, 14-20 June, 2006, p.97
- [8] Soltanzadeh A. H., Chitsazan A. Ghazali S. A., *RoboCupRescue 2010 Robot League Team AriAnA & AVA (Iran + Malaysia)*, Singapore, 19-25 June, 2010, p.20.
- [9] Birk A., Pathak K., Chonnaparamutt W., Schwertfeger S., Delchev I., Markov S., *RoboCupRescue-Robot League Team IUB Rescue, Germany*, Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany, 2006, p. 9.
- [10]Shahri A. M. et al., RoboCupRescue 2006 Robot League Team <MRL

(*IRAN*)>, Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany 2006, p.24

- [11]Abbott L. et al., RoboCupRescue 2006 Robot League Team Good Samaritan Urban Search and Rescue Robot (USA), Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany, 2006, p.30
- [12]Kleiner A. et.al., *RoboCupRescue Robot League Team RescueRobots Freiburg* (*Germany*), Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany, 2006., p. 13.
- [13]Jump T., et. al. RoboCup 2006 Robot Rescue League Red Knight RoboRescue Squad United States of America, Rescue Robot League Competition, Bremen, Germany, 2006, p. 9.
- [14]Hokuyo Automatic, "URG-04LX," 2012. Available: http://www.hokuyoaut.jp/02sensor/07scanner/urg\_04lx.html.
- [15]MaxBotix Inc., "LV-MaxSonar-EZ2 High Performance Sonar Range Finder datasheet," April 2012. Available: http://www.maxbotix.com/documents/MB1020\_Datasheet.pdf.

Автори: Владимир Заманов, доц. д-р, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, email: *vzamanov@tu-sofia.bg*; Атанас Димитров, маг. инж., Център по Информатика и технически науки, Бургаски Свободен Университет, email: *atanas@bfu.bg*; Станислав Симеонов, доц. д-р, Факултет по технически науки, катедра "КСТ" Университет "Проф. д-р Асен Златаров" – гр.Бургас email: *st\_sim@yahoo.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р И. Аврамов



## АВТОНОМЕН МОБИЛЕН РОБОТ ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ И РАЗВИТИЕ НА СИСТЕМА ЗА ПЕРЦЕПТУАЛНО ЗАКОТВЯНЕ

### Радослав Василев, Димитър Димитров

Резюме: Проблемът перцептуално закотвяне е сравнително нов в Роботиката и Изкуствения интелект. Той представлява процес на създаване и поддържане във времето на връзка между сензорните данни за обекти от външната среда на определен робот и лингвистичните знаци, използвани на ниво знания за същите тези реални същности, за целите на логически разсъждения и вземане на решения. В статията са представени текущи резултати от разработка на мобилен робот, в архитектурата на който са интегрирани съответни хардуерни средства и формален апарат, насочени към осъществяване, поддържане, изследване и развитие на процеса перцептуално закотвяне. Ключови думи: перцептуално закотвяне, ниво знания, изкуствен интелект,

автономни мобилни роботи.

### AUTONOMOUS MOBILE ROBOT FOR RESEARCH AND DEVELOPMENT OF A PERCEPTUAL ANCHORING SYSTEM

### **Radoslav Vasilev, Dimitar Dimitrov**

**Abstract**: The problem perceptual anchoring is relatively new in Robotics and Artificial Intelligence. It is a process of creating and maintaining in time of a correspondence between perceptual data for real objects from the external environment of a robot and linguistic symbols for those objects used at the knowledge level for the purposes of reasoning and decision making. The article presents the current results from the development of mobile robot architecture which integrates hardware and appropriate formal apparatus to support the implementation, maintenance, research and development process of perceptual anchoring.

*Keywords*: perceptual anchoring, knowledge level, Artificial Intelligence, autonomous mobile robots.

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Автономните мобилни роботи (AMP) са агенти [3], физически вградени в определена външна среда посредством техните сенсензори за наблюдаване на средата и изпълнителни механизми за осъществяване на действия в нея. Поведението на един AMP не може да бъде разглеждано и оценявано независимо от средата, в която той оперира и от задачата, която той изпълнява. Роботът, средата и задачата зависят един от друг и взаимно си влияят. Интересът към изследване и развитие на AMP е продиктуван от нуждата и желанието за роботи, които да оперират във всекидневните среди на хората - офиси, болници, музеи и галерии, селскостопански полеви среди, и пр., а вече и в домовете. Тези среди, обаче, са коренно различни от средите, в които работят индустриалните роботи. Те също са структурирани, но специално с мисълта хората да могат да живеят, да работят и да се забавляват в тях. Те не са проектирани за индустриални роботи, а и не бихме искали да бъде така. От казаното следва, че AMP трябва да са в състояние да оперират в среди с естествена вариативност и несигурност. Това изисква от тях такива интелектни качества, каквито индустриалните роботи не притежават и от каквито те не се нуждаят.

В преките си действия АМР трябва да вземат решения в конкретни ситуации въз основа на своята убеденост в истинността на текущите си знания за външната среда. В съответствие с идеята на Алън Нюел [1] за въвеждане на ново компютърно ниво (ниво на знанията) и въз основа на хипотезата за физическа знакова система на Нюел и Саймон [2], АМР трябва да инкорпорират процеси за разсъждаване относно обобщени (знакови, логически) описания на обектите от средата, както и процеси за физическо наблюдаване и манипулиране с тези същности. Когато определен АМР използва два коренно различни вида описания за обекти, необходимо е също така той да притежава и механизъм за динамично обвързване между тези две категории.

Проблемът перцептуално закотвяне (ППЗ) е сравнително нов в Роботиката и Изкуствения интелект [4,5]. Той представлява процес на създаване и поддържане във времето на непротиворечива връзка между: от една страна - сензорните данни за обекти от външната среда на определен робот, а от друга - лингвистичните знаци, използвани на ниво "знания" за същите тези реални същности, с цел осъществяване на логически разсъждения и вземане на решения. Когато разполага с такъв механизъм, определен АМР може да бъде сигурен, че във времето той обработва и обменя информация за един и същи обект, независимо от настъпили промени в данните от сензорната му ситема

В тази статия са представени текущи резултати от разработка на мобилен робот, в архитектурата на който са интегрирани съответни хардуерни средства и формален апарат, насочени към осъществяване, поддържане, изследване и развитие на процеса перцептуално закотвяне.

## 2. КОНЦЕПТУАЛНА СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛНА СХЕМА НА АМР

При определяне на организацията на вътрешната структура на AMP от значение са [6]: градивните компоненти на робота, организацията на взаимодействието между тях и външната среда, връзката между структурата на робота и общата му функционалност. Предвижда се разработваният AMP да поддържа база знания както за външната среда, така и за собствените си състояния, с цел осъществяване на логически разсъждения водещи до целенасочени действия. Поддържането на базата знания е в тясна връзка с осъществяването на перцепция в средата и е от съществена важност за робота. Отделните аспекти на поведение се реализират в обособени във функционално отношение модули. Целите и задачите на робота се декомпозират във функции на отделните модули, *фиг.* 1.



Фиг.1. Концептуална структурно-функционална схема на АМР

Предвидени са следните функционално-програмни компоненти:

*see*(*w*) - отразява сензорните възможности на робота. На всяко външно състояние на средата  $w \in W$ , поставя в съответствие перцепт  $p \in P$  във време *t*.

*mks*(*o*,*t*) - отразява възможностите на робота за формиране на изречения в езика за представяне на знания. По зададени *перцепт, действие или вътрешно състояние* формира съответни изречения: факти *spt, sat, sst* или въпроси *qat, qst,* към базата знания.

 $tell(\Delta, St)$  - отразява възможностите на робота за натрупване и коригиране на знания. По зададено състояние  $\Delta \in K$  на базата знания и множество от изречения *St* формира ново състояние на базата  $\Delta \in K$ .

 $reas(\Delta, Qt)$  - отразява възможностите на робота за разсъждаване. По зададено състояние на базата знания  $\Delta$  и въпрос Qt извежда изречение, което е логическо следствие от  $\Delta$ . Когато въпросът се отнася до възможно действие или ново вътрешно състояние, процедурата ги определя.

do(a) - отразява изпълнителните възможности на робота. При зададено действие  $a \in A$  процедурата предизвиква неговото изпълнение, което довежда до преминаване на средата в някакво ново състояние  $w \in W$ .

#### Псевдо-код на функционирането на АМР:

$1. \Delta \leftarrow \Delta_0$ , $w \leftarrow w_0$ , $s \leftarrow s_0$ , $t \leftarrow 0$	(Инициализация)
2. $p \leftarrow see(w)$	(Получаване на текущ перцепт)
3. $spt \leftarrow mks(p,t)$	(Формиране на изречение за перцепт)
$4. \Delta \leftarrow tel(\Delta, spt)$	(Модифициране на базата знания)
5. $qat \leftarrow mks(A,t)$	(Формиране на въпрос за възможни действия)
6. $a \leftarrow reas(\Delta, qat)$	(Определяне на действие)
7. $sat \leftarrow mks(a,t)$	(Формиране на изречение за избраното действие)
8. $\Delta \leftarrow tel(\Delta, sat)$	(Модифициране на базата знания)
9. $qst \leftarrow mks(S,t)$	( $\Phi$ ормиране на въпрос за вътрешно състояние)
10. $s \leftarrow reas(\Delta, qst)$	(Определяне на ново вътрешно състояние)
11. $sst \leftarrow mks(s,t)$	(Формиране на изречение за вътр. състояние)
$12. \Delta \leftarrow tel(\Delta, sst)$	(Модифициране на базата знания)
13. $w \leftarrow do(a)$ , if( $w = wg$ ), then Stop	(Извършване на действие, СТОП при цел)
<i>14. t</i> ← <i>t</i> + <i>1</i>	(Нарастване стойността на брояча)
15. goto 2	(Преход към нов цикъл)

Както беше отбелязано по-горе, ППЗ е процес на създаване и поддържане във времето на съответствие между сензорните данни (перцептите) за обекти от външната среда на определен робот и използваните на ниво знания лингвистични знаци за същите тези обекти, с цел осъществяване на логически разсъждения и вземане на решения. Това съответствие се представя чрез структура от данни,  $\alpha(t)$  наречена котва. В показаната на *фиг. 1.* процедура, котвата се формира в стъпка 3. Тъй като една и съща знакова конструкция може да бъде аташирана към генериран от сензорната система във време *t* нов перцепт, котвата се индексира във времето съответно.

В съответствие с [4], основните компоненти на котвата са:

- Знакова система съдържаща: множество  $S = \{s_1, s_2, ...\}$  от имена за променливи и константи, множество  $R = \{r_1, r_2, ....\}$  от имена за предикати, *reas*( $\Delta, Qt$ ) процедура за логически извод, която в случая е неотносима.
- Перцептуална система съдържаща: множество от възможни перцепти P = {p<sub>1</sub>, p<sub>2</sub>, ... }, множество от атрибути на обекти A= {a<sub>1</sub>,a<sub>2</sub>, ....} и множество програми за обработка на сензорна информация. Всеки перцепт представлява структурирана съвкупност от сензорни данни, отнасящи се към един и същи обект. Всеки атрибут е измерим признак на обект с дефиниционна област D(a<sub>i</sub>). Приема се, че D(A) = ∪<sub>a∈A</sub> D(a).
- Базираща предикатна релация g ⊆ R x A x D(A), която обвързва всеки предикат със съответстващи стойности на атрибутите.

### 3. ПРОТОТИП НА АВТОНОМЕН МОБИЛЕН РОБОТ

За целите на изследване и развитие на системата за перцептуално закотвяне по дисертационна работа на тема: "Перцептуално закотвяне в интелектни мобилни роботи" е разработен автономен мобилен робот, фиг.2.



### Фиг.2. Прототип на автономен мобилен робот.

Архитектурата на робота е конкретизация на Концептуалната структурно-функционална схема от *фиг.1*. Блок-схемата на устройството на робота е представена на *фиг.3*.



Фиг.3. Блок-схема на мобилния робот от фиг. 2

Основни аспекти на предложената архитектура са:

- Градивните компоненти на робота. Те са представени от гледна точка на: вход-изход, активиране-деактивиране, каква функция реализират.
- Организацията на взаимодействието между компонентите в робота, както и между тях и външната среда.
- Връзката между структурата на робота и общата му функционалност (компетентности, възможни задачи, възможни цели).

Апаратната част на робота, съдържа модул за отдалечен контрол и управление, което осигурява необходимата мобилност. Използва се радио-модем със сериен интерфейс и скорост на предаване на данни 19200 bps в двете посоки. Информация за скорост и изминат път се получават от сензор за обратна връзка (енкодер), която се подава към цифров ПИД регулатор. Той е реализиран в микропроцесорната система, която управлява движенията напред на робота. За обратна връзка на кормилото се използва сензор с аналогов изходен сигнал, който се подава на аналого-цифров преобразувател. Този сигнал се използва за обратна връзка към цифров П регулатор, реализиран в микропроцесорната система за движението на кормилната уредба. Заданията към регулаторите за избраната скорост, път и ъгъл на кормилната уредба се предават по радиомодема от базата като пакети с данни. Комуникацията е двупосочна. Формирането на всяко ново задание е резултат от работата на системата от нивото на знания.

Микропроцесорната система осигурява управление на драйверите за задвижване на двигателите, както и комуникацията с базата. Драйверите управляват един стъпков и два постояннотокови двигатели. Двигателите са изследвани, чрез характеристика, която дава връзката между ъгловата скорост и тока в силовата верига на двигателите и от уравнението на движението на електрозадвижването. На тази основа е изведена предавателната функция  $\omega(p)$  (1) към изхода на двигателя.

$$\omega(p) = \frac{k_m}{T_a T_m p^2 + T_m p + 1} u_a(p) - \frac{k_c (T_a p + 1)}{T_a T_m p^2 + T_m p + 1} M_c(p)$$
(1)

Както се вижда *от фиг.4*, предавателната функция  $\omega(p)$  на двигателя зависи от  $U_a(p)$  и  $M_c(p)$ .



Фиг.4. Структурна схема на обекта за управление

На *фиг.5а,б.* са показани характеристики за ъгловото отклонение при движение на робота напред. Характеристиките показват стойността от енкодера за времето от 1 секунда. Един оборот на задните колела на робота е еквивалентен на 1662 единици.



Фиг.5. Характеристики на робота:

а) При включени два двигателя (напрежение на акумулатора 11,4V).

б) При включен един двигател (напрежение на акумулатора 11,55V).

Отляво надясно: 1-без сцепление на гумите с пода; 2-със сцепление на гумите и приплъзване (гладък под); 3-със сцепление на гумите без приплъзване (грапав под).

За управлението на движенията напред и назад се използва дискретен ПИД регулатор с паралелна структура, който реализира функция от вида:

$$\frac{u(p)}{e(p)} = K_p + K_p \frac{1}{T_i p} + K_p T_d p = W_p(p) + W_i(p) + W_d(p) = K_p \left[ \frac{T_i T_d p^2 + T_i p + 1}{T_i p} \right]$$
(2)

където:  $T_d$  е времеконстанта на диференциране,  $K_p$  - коефициент на пропорционалност,  $T_i$  - времеконстанта на интегриране.

На *фиг.6* е представена една сравнителна характеристика на реалния модел на робота и на математичния, изграден по *фиг.4*.



Фиг.6. Сравнение на математичен и реален модел с включен един двигател, без приплъзване с пода

До момента в робота са вградени две камери. Приетият от камерите сигнал не се обработва в локалната микропроцесорна система, а се изпраща към базата, като предаването е само еднопосочно. В базата сигналът се приема от приемници. Информацията от тях се предава към перцептивния модул. Задачата на този модул е да извърши преобразуване и предварителна обработка, на изображенията, получени от камерите. Изображенията, заснети от камерите, постъпват за обработка в няколко последователни етапа. Първият представлява манипулация, намаляваща шумовете или преобразуваща част от нюансите на сивото в обикновена комбинация на черно и бяло (т.н. бинаризация). След това информационната система започва да брои, измерва и/или идентифицира обекти, размери, дефекти или други характеристики за обектите от изображението. Създават се структури, които съдържат информация за обектите от сцената.

Следва ново по-високо ниво на обработка, което осъществява анализ на входните изображения. Целта на анализа е да се извлекат характерните признаци на обектите. Резултатът от този анализ са описания, отличаващи се с компактност и обобщеност на геометричната информация, което осигурява ефективното приложение на алгоритмите за разпознаване на обекти или за интерпретация на сцени. Алгоритмите за разпознаване, създават структури с необходимите перцептивни данни, които закотвящият модул използва за да създаде и да поддържа връзка между перцептите и знаците, използвани в нивото на знания.

В табл.1 са представени техническите характеристики на робота.

1	
Тегло	4кг
Височина	165мм
Дължина	330мм
Ширина	210мм
Междуосие	240мм
Ширина на гумите, предни	25мм
Ширина на гумите, задни	28мм
Диаметър на предните гуми	67мм
Диаметър на задните гуми	75мм

Таблица 1. Технически характеристики на робота

Максимална скорост. напред и назад	виж преходите характеристики по-долу
Максимален ъгъл на завиване	45°
Осигурена консумация на ток	5A/h
Коефициент на предаване,	
Двигател/редуктор	17/1
Източник на енергия	Акумулаторна батерия 12V
Брой на двигателите	3(2-DC, 1-Steper)
Максимална консумация на ток при работа	$\approx 4A$
Дистанционен контрол и комуникация	300м
Тип на комуникацията	Радиомодем 19200bps
Брой камери	2
Дистанционно предаване на сигнала от каме-	50 метра на открито
pume	
Поддръжка на 2D, 3D зрение	<i>da</i>
Максимален брой кадри в секунда	30 (хардуерен пренос)
Управление през Интернет	Да
Брой платки за управление	4
Препрограмиране на драйверите за управление и	Да
контрол	
Датчик за обратна връзка,	енкодер,
стъпки/оборот	1662/об.

## 4. ФУНКЦИОНАЛНОСТ НА ЗАКОТВЯЩИЯТ МОДУЛ

За да се решават успешно въпросите за закотвянето на определен знак е необходимо:

- Създаване на котвата в първоначален момент, когато обект (означен със знак *s*) е възприет от сензорната система.
- Непрекъснато обновяване на котвата, докато обектът е наблюдаван.
- Възстановяване на котвата, когато за някакъв период от време обектът не е бил наблюдаван (например закрит е от друг обект).

Следвайки [4], както и представеното в т.2, по-долу се предлагат три процедури, които реализират процеса на закотвяне, като t е времето, в което процедурата е извикана. Котвата  $\alpha(t)$  е наредена тройка от знак, перцепт и стойности на атрибути.

%Създай котва, закотви знака <b>s</b> към перцепт <b>p.</b>
%Създай множеството перцепти въз основа на сензорните %по-
казания за текущото състояние на средата w <sub>t</sub>
tch( $p_j$ , s) %Избери перцепт $p_j \in P_t$ и провери
%за съвместимост p <sub>j</sub> със знака s
%Ако избора на перцепт не е успешен съответствие
%между знак и перцепт не е намерен
% $A$ ко изборът на перцепт е успешен създай котва $lpha(t)$
%където D1 <u>C</u> D(A)
%Върни котвата

Процедурата приема знак *s* и връща котва *α*, дефинирана в момент от времето *t* и недефинирана никъде другаде. В случай на няколко съвпадения, се използва функция за избор така, че изборът да бъде винаги един.

TraceAnchor(α)	%Обновява	котвата $lpha$		
1. <i>s</i> ← <i>a</i> ( <i>s</i> ) <sub><i>t</i>-1</sub> %Извлича и		мето на обекта s съдържащ се в котвата a,		
	%създадена	в предходен момент от време		
2. $v \leftarrow predict(s, D_{1t-1})$ %Предсказе		ва множество v от стойности на атрибути		
	%въз основа на данни $D_1$ относими към s ( $D_1$ , s са дефинирани			
	% предходна	ата процедура)		
3. $P_t \leftarrow see(w_t)$	%Създай мн	ожеството перцепти въз основа на сензорните %по-		
	казания за т	пекущото състояние на средата w <sub>t</sub>		
4. $p \leftarrow choice(p_i, P_t)$ and $verify(p_i, s, v)$		%Избери перцепт р <sub>ј</sub> ∈Р₁ и провери		
		%за съвместимост p <sub>j</sub> със знака s		
5. If $p \neq null$ then $v \leftarrow Upda$	$te(v, D_{1t}, s)$	%Ако е открит перцепт обнови новата стойност		
		$\%$ за атрибутите въз основа на v, $D_l$ , s		
6. $\alpha(t) \leftarrow \langle s, p, v \rangle$		%Обнови съдържанието на котвата		
7. Return $\alpha$		%Върни котвата		

В момент *t* процедурата получава котва  $\alpha$ , дефинирана в момента от време *t-1*. *Predict* предсказва нови стойности за атрибутите на базата на една стъпка назад и ако проверката *verify* за съвместимост е истина, записва в *v* окончателно установени, текущи стойности за атрибути. Обновява съдържанието и връща котвата  $\alpha$ .

<b>RestoreAnchor</b> ( <i>s</i> )	%Възстано	зява котвата α		
1. $\alpha \leftarrow getAnchor(s)$	%Получава	котвата съответстваща на s		
2. $v \leftarrow predict(s, D_{1t-1}, t)$	%Предсказва множество v от стойности на атрибути в %мо- мент t въз основа на данни D <sub>1</sub> относими към s (D <sub>1</sub> , s са %дефини- рани процедура първа)			
3. $P_t \leftarrow see(w_t)$	%Създай множеството перцепти въз основа на сензорните %по- казания за текушото състояние на средата w <sub>t</sub>			
4. $p \leftarrow choice(p_{j}, P_t)$ and $v$	verify $(p_{j_i} \mathbf{s}, v)$	%Избери перцепт р <sub>ј</sub> ∈Р <sub>t</sub> и провери %за съвместимост p <sub>i</sub> със знака s		
5. If $p \neq null$ then $v \leftarrow Update(v, D_{1t-\kappa}, s)$		%Ако е открит перцепт обнови новата стойност %за атрибутите на базата на v и f <sub>A</sub> (p <sub>j</sub> ), s		
6. $\alpha(t) \leftarrow \langle s, p, v \rangle$		%Обнови съдържанието на котвата		
7. Return $\alpha$		%Върни котвата		

Тази процедура се използва за намиране на обекти, като използва предходен перцептуален опит. Предсказването, верификацията за съвместимост и обновяването зависят от конкретната предметна област, в която е поставен роботът.

### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Техническото описание и изграждането на най-близък математичен модел е съществена част за представения робот. За изследване на модела на робота е използван Matlab/Simulink и елементи от теорията на управлението.

Необходимо е да се отбележи, че системата за техническо зрение на робота позволява приложение на множество библиотеки за обработка на изображения, включително и такива с възможности за реални симулации. Формирането на перцепти от сензорната система става посредством методи, които извличат геони от оптичния вход. Предложените процедури за перцептуалното закотвяне, позволяват знаците, използвани за обозначаване на обектите да бъдат организирани във формална логическа система. Предвижда се по-нататък, знаковото ниво да бъде програмно реализирано в езика Пролог.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Allen Newell. The Knowledge Level. Artificial Intelligence, 18, 1982, pp. 87-127.
- [2]. Simon,H.A. Rational choice and the structure of environment. *In Models of Bounded Rationality*, vol.2. MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 1958.
- [3] Michael Brady. Robotics science. *MIT Press, ISBN 0262022842,1989.*
- [4] S. Coradeschi and A. Saffiotti. Anchoring symbols to sensor data: preliminary report. *In Proc. of the 17th AAAI Conf., pages 129–135, 2000.*
- [5]. S. Coradeschi and A. Saffiotti. Perceptual anchoring of symbols for action. In *Proc. of the 17th IJCAI Conf., pages 407–412, 2001.*
- [6]. Д. Димитров, Д. Никовски. Изкуствен интелект. Второ преработено издание. *ISBN 954-438-252-6. Изд. ТУ-София, 1999*.

Автори: Радослав Кирилов Василев, инж. маг. докторант от Технически университет - София, *email: radoslav\_kv@abv.bg*; доц. д-р Димитър Петков Димитров, Технически университет - София, Факултет Автоматика, катедра AE3 *email: dpd@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р В. Балавесов



## ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ НА МОБИЛНИ РОБОТИ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА MATLAB® И ARIA

### Павлин Неделчев

**Резюме**: ARIA е обектно-ориентиран мултиплатформен програмен интерфейс, paspaбomen на C++, за платформите на MobileRobots/ActiveMedia. MATLAB® е език от високо ниво и интерактивна среда, позволяваща извършването на сложни изчислителни задачи и използвана широко за научни изследвания и обучение. В този доклад се разглежда създаден от автора графичен интерфейс в MATLAB® за целите на управление на мобилни роботи в учебния процес. Използва се предходно разработен интерфейс[1], който позволява използване функционалността на ARIA в средата на MATLAB® за управление в реално време на мобилни робот.,

Ключови думи: ARIA, MATLAB®, телеуправление, мобилни роботи

### **REMOTE CONTROL OF MOBILE ROBOTS USING MATLAB® AND ARIA**

### **Pavlin Nedelchev**

**Resume**: ARIA is an object-oriented multi-platform interface, written in C++, for MobileRobots/ActiveMedia platforms. MATLAB® is a high-level language and interactive environment that is used to perform computationally intensive tasks and widely adopted in scientific research and education. This paper describes a MATLAB® graphical user interface developed by the author for the purpose of mobile robot control in education process. Previously developed interface [1] is used, allowing implementation of ARIA functionality in MATLAB® environment for real-time control of mobile robots.

Keywords: ARIA, MATLAB®, remote control, mobile robots

### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

ARIA (Advanced Robotics Interface for Applications) е мощен обектно-ориентиран интерфейс, който се използва на всички платформи на MobileRobots Inc. Този интерфейс позволява динамично управление на скоростта, ориентацията, достъп до всеки сензор и т.н. ARIA е разработена на C++ като мулти-платформен интерфейс. За да можем да използваме функционалността на този интерфейс за целите на обучение беше разработен допълнителен интерфейс за връзка на ARIA с MATLAB® [1]. От друга страна MATLAB® е език от високо ниво и интерактивна среда, позволяваща извършването на сложни изчислителни задачи и

използвана широко за научни изследвания и обучение. В обучението по автоматика MATLAB® се използва в редица дисциплини и е познат на студентите. Това дава възможност бързо и лесно те да бъдат запознати с особеностите на ARIA и да приложат на практика различни алгоритми за управление на мобилни роботи в средата на MATLAB®. За да може резултатите от управлението да се наблюдават по удобен начин е разработен и графичен интерфейс в MATLAB® с помощта на GUIDE (среда за разработка на потребителски ориентиран графичен интерфейс). Целта на този графичен интерфейс е да даде възможност както за телеуправление на мобилни роботи на MobileRobots Inc в ръчен режим, така и пускане на избран алгоритъм и наблюдаване процеса на изпълнение.

# 2. ИНТЕРФЕЙС ЗА ВРЪЗКА НА ARIA С МАТLАВ®

Разработен е интерфейс за връзка на ARIA с MATLAB® [1], който позволява разработването на сложни алгоритми. Този интерфейс се състои от две части (фиг.1): първо е частта, която осъществява самата връзка и е изпълнена като MEX функция и прави проверка на входните аргументи в съответствие с ограниченията на робота; втората част се състои от библиотека от стандартни потребителски дефинирани фукнкции (чрез m-файлове), където се извършва разширена проверка на параметрите, както и се съдържа полезна информация за начина на използване на тези функции. МЕХ функцията се извиква чрез тези тези файлове.



Фиг.1 Структура на интерфейса

## 2.1. МЕХ ФУНКЦИЯ

MATLAB® може да използва функции написани на чисто С или C++, но тези функции трябва да са компилирани. За тази цел е необходимо да се използват MEX функции. Те се характеризират с извикването на точно определена функция от MATLAB®:

void mexFunction(int nlhs,mxArray \*plhs[],int nrhs,const mxArray\*prhs[]);
Тази функция осъществява връзката на входните и изходни аргументи от/към MATLAB®. В самия MEX файл могат да бъдат дефинирани различни функции, но тези функции трябва да бъдат извикани от главната *mexFunction*. От друга страна един файл е отговорен за изпълнението на една функция. Подобно ограничение би направило безполезни нашите усилия. За преодоляване на това ограничение се използва индекс на функцията като входен аргумент към *mexFunction*, който указва коя функция да бъде изпълнена с тези входни/изходни аргументи. По този начин един MEX файл може да изпълнява множество функции и дори класове.

Тъй като всяка функция е различна, първото нещо, което се прави е проверка на входните и изходни аргументи – брой и тип на данните. Това се прави във всяка функция според нейните особености. Ако възникне необичайна грешка при изпълнението, същата се прихваща и връщаме съобщение за грешка в MATLAB®. За тази цел се използват блокове try-catch. Не трябва да се допуска прекъсване изпълнението на алгоритъм заради възникването на неочаквана грешка при изпълнението на отделна функция. Ако параметрите не отговарят на извиканата функция, то тя просто не се изпълнява. Тялото на функция изглежда по следния начин:

```
int function1(...)
{
    if <check input and/or output arguments> is not successful
    return -2;
    try
    {
        <function1 actions>
     }
        catch(...)
    { return -1; }
    return 0;
}
```

Смисълът на тази дефиниция е, че едновременно могат да бъдат инициализирани и управлявани от един до *MAX\_ROBOTS*. В конкретното изпълнение е направено ограничение за 10 робота. По този начин инициализираните роботи се пазят в паметта и можем да изпълняваме специфични функции и действия от всеки отделен робот. Ако подобна декларация отсъства няма да знаем как да се свържем с конкретния робот и да изпълним дадена команда. Добавянето на възможността да се управляват няколко робота изисква добавянето на още един аргумент към входната функция – ID на робота, който ще управляваме. Ако този параметър е изпуснат, по подразбиране се приема стойност 0. Когато управляваме няколко робота е задължително да указваме кой от тях искаме да управляваме.



Фиг.2 Структура на ARIA (собственост на MobileRobots Inc)

ARIA е изграден като йерархична структура от класове около класа ArRobot (фиг.2). Класът трябва да бъде инициализиран и да остане в паметта за последващи заявки. Това се изпълнява с помощта на глобално дефинирана структура:

struct
{ ArRobot \*robot;
} cnxTable[MAX\_ROBOTS];

В зависимост каква функция се извиква се разграничават няколко прототипа:

— Функции, които имат само входни аргументи и не връщат резултат в MATLAB®:

int function1(int robot\_id, int nrhs, const MxArray \*prhs[]);

 Функции, които само връщат резултат в MATLAB®: int function2(int robot\_id, int nlhs, MxArray \*plhs[]);

— Функции с входни аргументи и връщане на резултат в MATLAB®:

int function3(int robot\_id,int nlhs,MxArray \*plhs[],int nrhs,const
MxArray \*prhs[]);

Тук *nrhs* е броя на входните аргументи, а *prhs* е масив от указатели към всеки входен аргумент, *nlhs* е броя на изходните аргументи, а *plhs* е масив от указатели въм всеки изходен аргумент. Първият аргумент се достъпва чрез *prhs[0]*, вторият – чрез *prhs[1]*, т.н.

Тъй като някои сензори като жироскопа използват различен начин на инициализация и инициализираният клас не се добавя към ArRobot, а обратното (например класа ArAnalogGyro) е необходимо да се поддържа указател към този клас. За тази цел е дефиниран клас в MEX функцията, който да съдържа всички необходими указатели, както и полезни функции за инициализация на отделни функционалности на робота и други настройки за изпълнение на цели поведения направо чрез MEX файла. За сложни алгоритми с много цикли може да се окаже по-подходящо тяхното изпълнение в средата на MATLAB®.

# 2.2. ПОТРЕБИТЕЛСКИ ДЕФИНИРАНИ ФУНКЦИИ В МАТLAВ<sup>®</sup> ЧРЕЗ m-ФАЙЛОВЕ

Необходимо е интерфейсът за връзка на ARIA с MATLAB® да бъде колкото е възможно по-бърз. Това означава, че колкото повече параметри се проверяват, толкова повече време ще е необходимо преди да се извърши някакво действие. Необходим е компромис. От друга страна извикването на разработения интерфейс не е информативно ( aria\_wrapper(12, ...) ) какво действие следва да се извърши. Името на функцията е скрито зад ID, което представлява просто номер. Това не е особено подходящо тъй като всеки път ще се налага да се проверява какво е ID на функцията, която искаме да се изпълни. Единият начин да се справим с това е да се използва таблица на функциите [2], където е указано името на функцията и можем да извикаме интерфейса чрез aria\_wrapper("move forward",...). Другият е да декларираме прости функции в MATLAB®, които да именуваме подходящо. Например: armove, arrotate, arstop и т.н. Можем да правим по-детайлна проверка на входните и изходните параметри, ако е необходимо и да не извършваме тези проверки в самия МЕХ файл. В потребителския т-файл можем спокойно да поместим и описание на съответната функция – как се извиква, какви са параметрите и техните допустими стойности и т.н. По този начин се извикват функции с наименования близки до очаквания резултат и се избягва постоянното проверяване на ID на функцията, която искаме да се изпълни.

Използването на интерфейса праволинейно. Първо се извиква функция за осъществяване на връзка с робота – arrobot(<IP>,<robot ID>). Ако ARIA не е инициализирана до този момент, това е първото, което се прави. След това основният алгоритъм се затваря в един безкраен цикъл, докато не настъпи специфично събитие (блокиране на двигател, достигане до целта). За да не се претоварва процесора, а и за да се избягнат възможни блокирания в процеса на изпълнение на последователност от команди е необходимо в края на всеки цикъл да има пауза. Изпълнението обичайно се прави чрез т-файл и не е необходима компилация на генерираната последователност от команди. Когато задачата завърши се извиква *arexit*, която функция осъществява прекратяването на връзката с робота и спирането на ARIA.

До този момент е разработен набор от прости функции – arrobot, armove, arrotate, arstop, arEstop, arexit, arsonar, argyro, armotorstall, arsound и др. Сбо-

рът от всички функции дава възможност да се контролират скоростите и ускоренията на робота, да се четат достъпните сензорни данни, да се получава друга специфична информация като данни за позиция и ориентация и т.н.

# 3. ОГРАНИЧЕНИЯ НА МАТLАВ®

Когато MEX файла бъде извикан за първи път основната *mexFunction* се изпълнява и управлението се връща в MATLAB<sup>®</sup>. Но заделената памет и инициализираните класове не се унищожават. В изпълнението на връзката на ARIA с MATLAB<sup>®</sup> точно това се използва. По този начин се свързваме лесно с робота, а параметрите на връзката остават в паметта. Това е предпоставка за възможна загуба на памет, ако след прекратяване на изпълнението заделената памет не се освободи. За да не се допуска това отделна функция се грижи за прекратяването на връзката с робота. Заделената памет за самия MEX файл може да бъде освободена от средата на MATLAB<sup>®</sup> чрез команда *clear functions*. Но това следва да се направи след като връзката с робот е прекратена и заделената динамично памет в интерфейса е освободена.

MATLAB<sup>®</sup> е среда, в която всяка следваща функция се изпълнява след завършване изпълненито на предходната. От друга страна ARIA е многозадачен интерфейс. Тъй като паметта не се освобождава след стартирането на интерфейса, то ние всъщност получаваме възможност да използваме многозадачността на ARIA, но това става без да можем да управляваме вътрешните процеси. Например ARIA се грижи да изпраща до робота пакети за синхронизация на всеки 100ms. Без многозадачността това няма да може да се извършва и MATLAB® би бил безполезен като инструмент за управление и навигация на мобилни роботи, използващи ARIA.

## 4. ГРАФИЧЕН ИНТЕРФЕЙС ЗА ДИСТАНЦИОННО УПРАВЛЕНИЕ НА МОБИЛНИ РОБОТИ

Както бе посочено по-горе, използването на интерфейса за връзка на ARIA с MATLAB® само чрез m-файлове е свързано с използване на безкраен цикъл. Това е неподходящо, особено за алгоритми, при които не се преследва достигането до определена конфигурация на робота като навигация или просто дистанционно управление на робота. В последния случай е необходимо потребителят да укаже кога следва да завърши изпълнението. Това може да се постигне чрез използване на събитийно ориентирано програмиране. За тази цел е използван GUIDE за създаване на графичен потребителски интерфейс (фиг.3). Използва се обръщението чрез т.нар *Callback* функция за обработка на действието на потребителя – в случая чрез натискане на съответен бутон. В края на всяка обработка се извиква специално създадена функция, която работи в непрекъснат цикъл, докато има връзка с робота. Целта на тази функция е постоянно да следи данните от сензорите, скоростите и текущата позиция и ориентация на робота, да ги визуализира в графичната среда и да обновява графиката на движението на робота в средата. При всяка намеса на оператора изпълнението на тази функция се прекъсва и се налага да бъде рестартирана. За да не се загубят данните от изпълнението до момента те се записват в променлива от средата с помощта на функцията *setappdata* и при рестартиране на функцията за наблюдение на данните първо се изчитат оттам чрез *getappdata*.

Графичният интерфейс дава възможност да се направи връзка с робота, да се задава посока на движение, да се спира и прекратява връзката, както и да се задават начални координати на робота, ако знаем къде се намира в средата при началното му стартиране. В процеса на изпълнение потребителят получава възможност да следи данните от сензорите и операционната система на робота за скорости на колелата, както и за текущата позиция и ориентация на робота, както и изминатия от робота път от момента на стартирането на изпълнението.

	AmigoGUI				
	Robot IP	Robot data	guration —	- Ultrasonics -	
	- Initial Robot Configuration	x	0	+41 (Son1)	0
	X Y Th	Y T	0	+15 (Son2)	0
	0 0 0	Th	0	-15 (Son3)	0
	- Manual Control			-41 (Son4)	0
	Forward	Velocities [m/s	Velocities [m/s]		0
	Left STOP Right	Left wheel	0	-145 (Son6)	0
	Beckward Disconnect	Right wheel	0	+145 (Son7)	0
	Disconnect				
1	Ê la				
0	-				
c					
0	-				
л					
~					
2	_				
-					
n					
0	0 0.1 0.2 0.3 0.4	0.5 0.6	0.7	0.8	0.9 1

Фиг.3 Графичен интерфейс за телеуправление в MATLAB®

Графичният интерфейс се използва за управление на робот AmigoBot<sup>™</sup> (фиг.4). Този робот е триколесна платформа с едно пасивно колело отзад и две независимо задвижвани колела. Оборудван е с пръстен от 8 ултразвукови сензори. Когато използваме сензорите трябва да внимаваме, тъй като роботът е практически "сляп" в зоната до 15см отпред. (фиг.5). Сонарите връщат разстояние над 15см и до 5м. Особеното е, че препятствия в зоната на нечувствителност (до 15см) водят до показания на сензорите за максимално разстояние – 5м. Това може да обърка изпълнявания алгоритъм, че пред робота няма нищо и да последва сблъсък с препятствието (стена, крак на стол и др.).



Фиг.4 AmigoBot<sup>тм</sup>



Фиг.5 Ограничения на ултразвуковите сензори



Фиг.6 Графичния интерфейс в процес на работа



Фиг.7 AmigoBot<sup>™</sup> в действие

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

MATLAB<sup>®</sup> е добре известна среда за изследвания, както и за целите на обучение. С предложения интерфейс се дава възможност за използване на силата на MATLAB<sup>®</sup> за съставянето на сложни алгоритми и тяхното тестване на платформите на MobileRobots Inc. Настоящото изпълнение на връзката на ARIA с MATLAB<sup>®</sup> дава възможност за едновременно управление на 10 робота, но графичният интерфейс позволява връзка само с един робот.

Целта на разработения графичен интерфейс е да бъде използван в учебния процес за изпълнение и визуализация на изпълнението на алгоритми с AmigoBot<sup>TM</sup> или други платформи, използващи ARIA.

#### REFERENCES

1.D.Dimitrov, P.Nedelchev; "MATLAB® Interface for ARIA based mobile robots control", PRACTRO'09, Sozopol, 2009
2.J.Borgström, "ARIA and MATLAB® Integration With Applications", Master's Thesis, Umeå University, Sweden, 2005
3.MobileRobots Inc, ARIA Developer's Reference Manual, 2007
4.MobileRobots Inc., Team AmigoBot<sup>TM</sup> Operations Manual, 2007
5.The Mathworks<sup>TM</sup>, "C and Fortran API Reference", http://www.mathworks.com

Автор: Павлин Неделчев, ас. - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика; Технически Университет София; *email: pavlin@gineers.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р Д. Димитров



# СИМУЛАЦИЯ НА ДВИЖЕНИЯТА НА КРАЧЕЩ РОБОТ

## Иван Чавдаров, Таньо Танев, Веселин Павлов

**Резюме:** В работата се разглежда крачещ робот с две независимо управляеми задвижвания. Конструкцията на робота осигурява статична устойчивост при крачене и възможност за заобикаляне на препятствия. Симулирани са основните движения на робота и са представени силови и кинематични зависимости. Получените резултати са графично илюстрирани. Дискутирани са възможности за оптимизация на конструктивни параметри. Ключови думи: крачещ робот, симулация, крачене

# SIMULATION OF A WALKING ROBOT

## Ivan Chavdarov, Tanio Tanev, Veselin Pavlov

Abstract: A walking robot with two controlled motions is presented in the paper. The design of the robot ensures walking static stability and obstacle avoidance. The main robot movements are simulated, and force and kinematic relationships are presented. The obtained results are graphically illustrated. The possibilities of the optimization of the presented systems are discussed.

Keywords: walking robot, simulation, legged locomotion

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Крачещите роботи се проектират за движение в различни среди и за разнообразни цели. Възможните им предназначения са за работа във вредни и опасни среди, за инспекция, разузнаване (военно предназначение), спасителни операции, за движение по различни терени (градски и извън градски среди) и др. По принцип те се движат в неструктурирана среда с изменящи се препятствия. Затова конструкцията и управлението им трябва да позволяват заобикаляне и/или преминаване през препятствия. Разработват се крачещи системи, които да са достатъчно гъвкави и надеждно да се придвижват по разнообразни терени. Крачещите роботи, като един от видовете мобилни роботи, притежават много добра маневреност и поради тази причина са подходящи за придвижване по терени с препятствия. Може да се отбележи, че в сравнение с колесните роботи, крачещите имат по-сложна конструкция, по принцип са с повече двигатели и са побавни. Крачещите роботи, предназначени за спасителни и инспекция в градска среда се объскат освен с разнообразни препятствия, но и със за-

дачата да изкачват и слизат по стълби, която се оказва сериозно предизвикателство. Известни са много конструкции на крачещи роботи с различен брой и конструкция на краката. Някои от известните мобилни роботи са с конструкция, специално разработена за преминаване през стълби [1], [2], [3], [4] и [5]. Разработват се и стратегии за управление на крачещи роботи за преминаване през стълби.

В настоящата статия е представен оригинален крачещ робот с опростена конструкция, но достатъчно маневрен за да се придвижва по неравни терени. Представени са резултати от компютърна симулация, целта на която е да се установят възможностите на робота да преодолява препятствия и особено тези, които са сериозно предизвикателство пред много от мобилните роботи, като например изкачване и слизане по стълби. Настоящата работа е продължение на изследванията на авторите на крачещия робот представен в [8], и в по-широк смисъл продължение на работата в областта на крачещите роботи, например статиите [6] и [7].

#### 2. КОНСТРУКЦИЯ НА КРАЧЕЩИЯ РОБОТ

Тук се предлага кратко описание на конструкцията на робота. По-подробно конструктивните характеристики са представени в [8]. Крачещият робот е с две степени на подвижност (фиг.1).



Фиг.1. Конструктивна схема на крачещия робот.

Той се състои от основа 1, върху която е лагерувано тялото 2. Двете звена са свързани с въртяща двойка, която позволява относително завъртане спрямо вертикална ос. Това движение позволява реализиране на завой с определен ъгъл. Осъществява се посредством двигател 3, неподвижно закрепен към тялото 2 и предавателен механизъм 4 (фиг.1). Второто движене е предназначено да осъществи крачене. Механизмът, който го реализира е изграден от следните елементи: двигател 3 закрепен неподвижно към тялото 2 посредством планка 6; предавателен механизъм – ремък 8 и ремъчни шайби – предава въртеливо движение на вала 10, който е лагеруван в тялото 2. Валът задвижва рамената 11, които от своя страна преместват стъпалата 7. Постоянна ориентация на стъпалата спрямо тялото 2 (фиг.1) се осъществява посредством верижна или ремъчна предавка V (фиг.2а) с предавателено отношение единица.

# 3. РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАЦИЯ НА КРАЧЕЩИЯ РОБОТ

Направен е 3D CAD модел на крачещия робот и е компютърно симулирано движението на робота по различни терени. Използван е софтуерния пакет "MSC.visualNastran 4D" за компютърната симулация, като се отчитат материала, масовите параметри на робота и триенето между робота и терена. В статията са представени някои от резултатите от тази симулация, и по-конкретно при движение на робота при характерни типове терени, а именно движение по хоризонтален участък, преминаване през препятствие и изкачване и слизане по стълби. В процеса на изследване и симулация са променяни някои от геометричните параметри с цел оптимизиране на конструкцията, което да позволи успешно изпълнение на поставените пред робота задачи.

#### 3.1. Симулация при движение по хоризонтален участък

Представеният крачещ робот има две управляеми степени на подвижност – *R1* и *R2* (фиг.2).

R2 R1

а. Управляеми ротации



тък

Фиг. 2. Схема на управляемите ротации и движение на робота по хоризонтален участък

Роботът може да се предвижва по права линия и да завива, като комбинацията от тези движения позволява проследяването на произволна траектория. Двете управляеми степени на подвижност (ротации) са показани на фиг.2а., а краченето със стъпка S и завой с определен ъгъл  $\beta$  схематично е дадено на фиг.2b.

Стъпката на придвижване без отчитане на приплъзване (фиг.2b и фиг.3) на тялото е S = 2X, като X се изчислява от израза

$$X = L\sin(\alpha) , \qquad (1)$$

където  $\alpha = arc \cos(\frac{H}{L})$ , а *H* и *L* са геометрични размери съгласно Фиг.3



Фиг.3. Геометрични зависимости на стъпката на робота

При реверсивно управление на двигателя R2 роботът променя посоката си на движение с 180°. Тъй като няма наложени ставни ограничения представеният робот може да завива на място в интервала 0-360°. Това се осъществява с двигателя R1 при условие, че краката не са в допир с терена. След проведената симулация се установява движение без приплъзване по хоризонтален участък, което може да се обясни със сравнително големите площи на стъпалата и тялото.

#### 3.2. Симулация при преминаване през препятствие

Преминаването през препятствия е предизвикателство за мобилните роботи. Поради това е направена и тази симулация, която представя преминаване през препятствие на нашия крачещ робот. Той може да атакува препятствие по два начина – чрез тялото и чрез краката. В случай на атака с тялото роботът може да премине през препятствие с височина не по-голяма от височината на повдигане на тялото, която зависи от дължината на крака (L), разстоянието от оста на въртене (R2) до основата на тялото, и от дебелината на стъпалото. При атака с краката роботът може да преодолява по-високи препятствия, което се потвърждава от симулацията. В този случай максималната височина е детерминирана от устойчивостта на роботъ. Естествено, в зависимост от размерите на препятствието, роботът може да го "изкачи" на една или повече (в повечето случаи две) стъпки. Този факт също беше възможен да се установи чрез направената компютърна симулация. Определянето на височината на препятствието и съответно на статичната устойчивост на робота е предмет на отделна бъдеща статия и те не са представени в настоящата работа. На фиг. 4 са дадени резултати от симулацията при преминаване през препятствие (атака чрез краката) и графика на изменение на момента в оста на въртене (R2) в процеса на крачене. Показани са 4 характерни фази от краченето и преминаването на препятствието, като съответстващият въртящ момент е означен чрез прекъснатите линии и стрелка към съответната фаза на движение. Симулацията установи успешно преминаване през показаното препятствие и добра устойчивост на робота. Определена е и граничната височина на препятствието, до която робота остава в устойчиво състояние.



Фиг.4. Графика на изменение на момента в оста на задвижване при различни фази на движение на робота при преминаване на препятствие

#### 3.3. Симулация при изкачване и слизане по стълби

Представеният в статията крачещ робот показва много добра маневреност при изкачване и слизане по стълби. Стълбите са друга "трудна" задача за мобилните роботи и са целенасочено избрани като предизвикателство пред този робот, тъй като в много случаи това се оказва много трудна препятствие за много от съществуващите крачещи роботи, като целта е да се установят потенциалните му възможности. Въпреки сравнително простата конструкция на този робот симулацията показва устойчивост при преминаване на стълбите. Резултати от извършената симулация са показани на фиг.5. Дадени са поредица от различни фази при изкачване и слизане по стълбите (фиг.5.а÷фиг.5.f). Целта на тази симулация е да определи способността на робота да преминава през стълби, като са

проведени виртуални експерименти с различни размери стълби. Подробни теоретични изследвания за статичната устойчивост на робота при различни видове стълби е предмет на бъдещи изследвания.

Много от мобилните роботи, които могат да преодоляват стълби освен специалната си конструкция се нуждаят и от определен алгоритъм за управление с цел успешното изкачване и слизане по стълби. Симулацията на нашия робот показа успешно преминаване през стълбите без допълнителен специален алгоритъм за управление за тази цел. Роботът има известна степен на самонагаждане при атакуване на стълбата, т.е. ако чрез тялото не е възможно изкачване, то чрез известно приплъзване и атака със стъпалата роботът успява да се изкачи. Както и в случай на единично препятствие от симулацията се установи, че и тук роботът може да "изкачи" едно стъпало на една или повече (в повечето случаи две) стъпки. Трябва да се отбележи, че се забелязва разлика в начина на изкачване и слизане.



Фиг.5. Последователни положения на робота при различни фази на изкачване и слизане по стълби

Фиг.5.а-фиг.5.с илюстрират моменти от изкачването на стълбите от робота, а Фиг. 5.d-5.f – слизането по стълбите. При някои стълби с определени размери (с по-високи, или по-тесни стъпала) роботът губи устойчивост и не може да ги преодолее. Компютърната симулация ни позволи да установим фазите на преминаването през стълбите, начина на изкачване и слизане, нежелани явления, вариране на различни параметри, както на конструкцията, така и на симулационните параметри, което е важно условие за оптимизация на робота, така и за определяне на вида и граничните размери на стълбите, които могат да бъдат преодолени от крачещия робот.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представеният оригинален крачещ робот е с опростена конструкция, с възможно най-малък брой двигатели, с две степени на подвижност и с евентуално ниска цена, но в същото време с достатъчно добри възможности за придвижване по различни терени. Чрез симулацията се установи възможността на робота да се движи по хоризонтален участък, да преминава през препятствия, успешно да изкачва и слиза по стълби, също така се определиха фазите на преминаване през препятствия и стълби и вида на стъпките при преодоляването на споменатите предизвикателства. Симулацията на движението на робота показа успешно изкачване и слизане по стълби без допълнителен специален алгоритъм за управление, съставен за тази цел, каквато е практиката за много от съществуващите крачещи роботи. Симулацията показа както случаи на успешно преминаване на препятствия, така и на загуба на устойчивост, която зависи от размерите на атакуваното препятствие. Тази симулация е полезна в процеса на конструиране и физическото изработване на модел на робота. Чрез вариране на конструктивни параметри е възможно чрез симулацията да се оптимизира конструкцията на самия робот, а също така да се определят граничните размери на препятствията (съответно размери и форма на стълбите), през които може да премине роботът, т.е., без да се губи устойчивост. В допълнение на това е възможно да се установят предимствата и недостатъците на робота, вида на терена, възможните задачи за изпълнение и областите на приложения.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Ben-Tzvi P., Ito S., Goldenberg A.A. (2009), *A mobile robot with autonomous climbing and descending of stairs*, Robotica 27(2), pp. 171-188.

[2] Campbell D., Buehler M. (2003), *Stair Descent in the Simple Hexapod 'RHex'*, Proceedings. ICRA '03, IEEE International Conference on Robotics and Automation, 14-19 Sept. 2003, Taipei, Taiwan, vol.1, pp. 1380 – 1385.

[3] Falcone E., Gockley R., Porter E., Nourbakhsh I. (2003), *The Personal Rover Project:The comprehensive design of a domestic personal robot*, Robotics and Autonomous Systems, 42, pp. 245–258.

[4] Figliolini G., Ceccarelli M. (2001), *Climbing Stairs with EP-WAR2 Biped Robot*, Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Robotics & Automation, Seoul, Korea, May 21-26, 2001, pp. 4116- 4121.

[5] Jeon, B. S. et al. (2009), *Bio-Mimetic Articulated Mobile Robot Overcoming Stairs by Using a Slinky Moving Mechanism*, Proceedings of ICAD2009, The Fifth International Conference on Axiomatic Design, Campus de Caparica, March 25-27, 2009, pp.173-179.

[6] Павлов, В., Вацкичев А., Чавдаров И., Николов В. (2003), *Мобилни роботи с "патешка походка*», Седма международна конференция ПРАКТРО'2003, Варна 10-14 юни, "Сборник доклади ПРАКТРО'2003", стр. 272-277.

[7] Павлов В. Чавдаров И., Николов В., Вацкичев Ал. (2005), *Схеми на колесни и крачещи роботи с активни степени на свобода в тялото*, Сб. доклади ПРАКТРО `2005, Варна, 14-17 юни, 2005г.

[8] Чавдаров И., Павлов В., Танев Т. (2011), *Мобилна система на два крака с пълноценно равниню движение при две управляеми ротации*, 21-ва Международна конференция "Роботика и мехатроника' 2011", 19-21 септември, 2011, Варна, Научни Известия на Научно-Техническия Съюз по Машиностроене, год.XIX, бр.9/129, декември 2011, стр. 86-91.

Автори: Иван Чавдаров, доц. д-р, инж., Институт по системно инженерство и роботика - БАН, Акад. Г. Бончев, Бл.1, София, *email: ivan\_chavdarov@dir.bg*; Таньо Танев, доц. д-р инж., Институт по системно инженерство и роботика – БАН, Акад. Г. Бончев, Бл.1, София, *email: tanio@bas.bg*; Веселин Павлов, проф. д-р инж., катедра "АЕЗ" при ФА, Технически Университет - София, София, бул. "Кл. Охридски" № 8, *email: vpavlov@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р И. Аврамов



# МИОЕЛЕКТРИЧНА ПРОТЕЗА С ПЕТ ПРЪСТА И ШЕСТ АКТИВНИ СТЕПЕНИ НА СВОБОДА

## Георги Чипов, Валентин Николов, Йовко Ханджиев, Веселин Павлов

**Резюме:** В работата се предлага миоелектрична протеза, задвижвана по снети сигнали от мускулите на ампутираната ръка.Получените сигнали се преобразуват в команди към изпълнителните двигатели, които от своя страна осъществяват преместване на пръстите и китката. Протезата осигурява хващане с: палец и показалец, четирите пръста и палеца, и две движения на китката. Адаптивността към променливата форма на хващаните обекти се осигурява от активно управляваните и зависимите (пасивни) степени на свобода. Разработени са модели, чрез които предстои изследване и реализация на система.

**Ключови думи:** миоелектрична протеза, мускулни био-потенциали, активни и пасивни степени на свобода, палец, показалец, пръст, симулационен модел.

# MYOELECTRIC PROSTHESIS WITH FIVE FINGERS AND SIX ACTIVE DEGREES OF FREEDOM

# Georgi Chipov, Valentin Nikolov, Jovko Handjiew, Veselin Pavlov

Abstract: Publication presents myoelectric prosthesis driven by signals taken from the muscles of the forearm. Generated bio-potential signals are converted into commands for motor drives, which driven the movements of fingers and wrist. Prosthesis provides a grip with: thumb and index finger, four fingers and thumb and two movements in the wrist. Adaptability to the variable form of capture is provided by active and dependent (passive) degrees of freedom. A few models have been developed for experiments and simulations.

*Key words:* myoelectric prosthesis, muscular bio-potential, active and passive degree of freedom, thump, forefinger, fingers, simulation model.

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Заместването на ампутирани човешки крайници от протези (изкуствени части) води началото си от древността (древен Египет, древногръцката митология). Основната функция на протезата е преди всичко козметична, а за конструктивен материал се използва дърво. В днешно време протезите се разделят на три групи:

- Козметични модели при които липсва движение;
- Механични модели с ограничено движение;

• Биомехатронни модели, които използват миоелектрични сигнали за управление на протеза с характеристики близки на ампутирания крайник.

От древността до наши дни протезите търпят непрекъснато усъвършенстване. Постепенно се появяват и механични модели които ползват пасивни движения, а в последствие и активни такива. Последното става преди всичко след втората световна война и е предизвикано от наличие на голям брой инвалиди и организации в тяхна защита.

Третата група стартира началото си през девтдесетте години на миналия век. Основа за стартирането на този клас протези са постиженията в синтезирането на универсални мехатронни хващачи за роботи, които имат структура и технически параметри на пръстите на човешката ръка. Снемане на миоелектрични сигнали и трансформирането им в управляващи команди към електонните системи за управление бе следващата крачка.

Протезирането на човешката ръка е затруднено поради:

• Голям брой степени на свобода (24), концентрирани в малък обем (500 кубични сантиметри) и изискване за малка маса (около 500 грама).

• Липсва адекватна елементна база, преди всичко от материали (твърди и гъвкави), двигателни устройства, средства за предаване на движение на разстояние и комплексни сензори за възприятие на различните функционални дейности на ръката.

• Енергийни источници с малки размери, дълготрайност и лесно възстановяване.

Освен това съществува голямо разнообразие на действията, които човек извършва чрез ръката – голямо многообразие в начините на хващане на материални обекти; отваряне на бутилки; писане; хранене; монтаж на малки компоненти; проверяване чрез опипване; свирене на музикални инструменти и др.

Протезирането минава през задълбочено изучаване на човешката ръка [3] за целите на невро-пластичната хирургия, създаване на физични модели за обучение и изследване като телеманипулатор в ограничено пространство. Търсенето на инженерно оптимални решения минава през броя на пръстите (три, три плюс палец [4] и четири плюс палец). Задължителни условия при проектирането е постигане на компактни размери, малка маса, достатъчна сила на хващане, ниска цена и др. свързани с ограничената функционална задача [5][7]. На настоящият етап има сериозни постижения, някои от по-популярните са: Shadow Dextrous Hand [2], Smart Hand, i-Limb, DEKA, Ossur [10] и др.

В настоящата работа се предлага миоелектрична протеза на ръка с четири пръсти (показалец с една управляема и две зависими степени на свобода, останалите пръсти - една управляема и общо 6 зависими) и палец- (две управляеми и една зависима), и китка с две управлявани степени на свобода. Управлението се реализира от сигнали снети от мускулите на предмишницата, като предназначението на протезата е за пациенти с ампутирана ръка до китката.

# 2. СНЕМАНЕ НА СИГНАЛИ ЗА ДВИЖЕНИЕ ОТ МУСКУЛИТЕ НА АМПУТИРАНАТА РЪКА.

Познати са няколко подхода за снемане на биосигнали, като основно се разделят на два вида – инвазивни и неинвазивни. В настоящия проект е използван неинвазивен метод, чрез повърхностно регистриране на био-потенциала. Като основно предимство на този подход може да се посочи липсата на хирургическа интервенция. Недостатък на метода е трудното диференциране на сигналите от отделните мускулни групи на един и същи крайник. При експериментите бяха ползвани лепящи ЕМГ/ЕКГ електроди (*фиг.1*). Амплитудата на ЕМГ сигналът е от 50uV до 10 mV, в зависимост от изследваната мускулна група. Това налага използването на усилвател.



Фиг.1. Повърхностни ЕМГ/ЕКГ електроди.

На фиг.2 е представен усилвател на мио-потенциали. Компоненти U1:A, U1:В и U1:В с прилежащите им елементи образуват инструментален усилвател. На неговият вход се подава сигнала от съкратеният мускул. Усилването се определя от резисторите R1, R2, R3. Диференциалният усилвател се избира без коефициент на усилване с цел подтискане на синфазните сигнали.



Фиг.3. Ляво - био-сигналът след високочестотно филтриране при честота 0,5 Hz. Дясно – филтрация при полюсна честота 5 Hz.

Фиг. 2. Инструментален усилвател.

Групата C1 и R8 образува високочестотен филтър. Неговата цел е да премахне постоянно токовата съставка и да филтрира ниските честоти от дрейфа на нулевата линия. Без този филтър следващото стъпало се насища. На фиг.3*-ляво* се вижда сигналът след високочестотният филтър при полюсна честота 0,5Hz. Забелязва се отместване от нулевата линия. На фиг.4*-дясно* полюсната честота е 5Hz. Вижда се, че дрейфът е филтриран и не смущава сигнала.

Компонент U1:D и прилежащите му елементи образуват второ усилвателно стъпало и нискочестотен филтър. Усилването се определя от R12 и R13. Филтърът е за честота 35Hz. Целта е допълнително намаляване на влиянието на мрежовата честота и изпълнение на теоремата на Шенон.

Показаната схема служи за едно отвеждане. За момента се правят само две отвеждания от флексорна и екстензорна група. След усилване сигналът се обработва от микроконтролер, в който се прави цифрова филтрация, определя се коя група е активна и подава команди към драйвера за управление на двигателите.

# 3. ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА СИГНАЛИТЕ В УПРАВЛЯВАЩИ КОМАНДИ КЪМ ДВИГАТЕЛИТЕ

Управлението на електродвигателите е обособено в отделен функционален модул. Тъй като проектът е на ниво прототип, това би улеснило експерименталната работа, тъй като корекциите и подобренията биха се извършвали в отделни звена, където това е необходимо, а не във всички електронни компоненти на миоелектричната протеза. Модулът за управление на двигателите бе проектиран, както за съвместна работа със системата за регистрация и обработка на биопотенциалите, така и като напълно независимо функциониращо звено. Това позволява по-лесното отстраняване на грешки и неточности преди свързването му към цялостната система.

На фиг.4 е представена снимка на сглобеният и завършен модул. Ключов компонент от звеното е микроконтролерът, който организира работата на отделните компоненти, отговаря за комуникацията с останалите електронни звена на протезата и управлява електродвигателите. Поради ниската цена бяха предпочетени микроконтролери от фамилията *Microchip*. Конкретен модел който бе избран е *PIC18F2525*.



Фиг.4. Контролер за управление на електродвигателите.



Фиг.5. Мотор-редуктор GM22 [12].

Модулът позволява управлението на шест постояннотокови електродвигатели. Закупени бяха електродвигатели с куплиран планетен редуктор. Моделът на двигателите е **GM22** (*фиг.5.*)[12]. Предавателното отношение е 298:1. При захранване от 6 V се постига момент 3444 гр./см., при 80 оборота за минута. Малките токове в установен режим (около 64 mA) допускат използването на драйверни схеми за управление на двигателите, в интегрално изпълнение. Използвана е мостова схема LB1838M (фиг.6.). Драйверът позволява едновременното управление на два електродвигателя, като максимално допустимият пиков ток е 1А. Интегралният (SMD) чип е организиран като две независими мостови схеми, всяка със самостоятелно управление



Фиг.6. Драйвер за управление на електродвигателите - LB1838M.

Bce-

ки мост има вход за посока (INx) задавана бинарно (0 или 1) и вход за разрешение (ENAx). При лог. 0 на разрешаващия вход, изходите преминават във високоимпедансно състояние и въртенето на двигателя се преустановява. Този вход може да бъде ползван за управление на скоростта на въртене чрез *широчинно импулсна модулация (ШИМ)*. Честотата на модулацията е 5 kHz. Тъй като контролерът разполага само с два независими (хардуерни) ШИМ модула, няма възможност отделните двигатели да се управляват с отделен широчинно-импулсен модул. Намерен бе компромисен вариант, при който двете активни степени на свобода в палеца (споделят) се управляват от един ШИМ модул на микроконтролера, а останалите четири степени се контролират от второто ШИМ звено.

За всеки двигател има определена индивидуална шина за задаване на посоката (DIRx). Посредством *И-логическа схема (74HCT08)*, ШИМ входът и входът за разрешение се отделят един от друг. По този начин се постига независимото управление на всеки от двата двигателите, свързани към обща драйверна схема.

Съществен момент от проектирането бе изборът на подходящ интерфейс за комуникация с модула. Бе избран сериен интерфейс. UART входът (RX) и изход (TX) са директно изведени на конектор. *Към него се свързва звеното за регистрация и обработка на био-потенциалите*, което задава управляващи команди (виж протокола по-долу) за активирането на отделните двигателни групи. В контролерът е интегриран и специализиран чип (FT232R) предаващ UART (TTL) нивата по USB интерфейс.

След включването към компютър, чипът реализира виртуален сериен (RS232) порт, при което *комуникацията с контролерът може да стане с произволна терминална програма* (Hyper Terminal например). Скоростта на пренос на данните е 9600 бита за секунда.

На тази хардуерна основа бе реализиран прост, стрингово базиран (ASCII) протокол. Протоколът има следният формат –  $:1101255 \ r/n$ . Текстовото съобщение започва с инициализиращ стринг ':'. Вторият бит оказва логическия адрес на контролера. На този етап този параметър е константа '1'. В бъдеще, при необходимост от съвместна работа на повече от един контролери, всеки от тях ще бъде идентифициран с уникален адрес. Стойностите могат да варират от 1÷9, т.е. допуска се максималният брой съвместно работещи контролери да бъде девет. *Третия бит* оказан с '1' на този етап също е константа. В последствие с него ще се задава определен регистър, съответстващ на конкретна задача или комплексна програма, която ще трябва да се изпълни. *Четвърти бит – '0'* задава номера на конкретен двигател, който ще се управлява. Както бе подчертано в предходните точки, ще се използват шест двигателя за задвижване на протезата. Всеки двигател има конкретен номер зададен с числа от 0 до 5. *Пети бит* определя желаната посока на въртене на съответния електродвигател. Стринг '1' условно задава посока по часовниковата стрелка, а '0' обратно на часовниковата

стрелка. Битове шест, седем и осем формират трицифрено число задаващо коефициентът на запълване за широчинно импулсната модулация. Тъй като коефициентът на запълване в случая се задава с осем битово число, то стойностите му варират от 000 при 0% до 255, съответстващ на 100%. Последните два бита "\r\n" са терминиращи стрингове и оказват край на съобщението.

На база представения протокол, в средата на *Labview* бе реализирана тестова програма. На фиг.7 е показан интерфейсът на приложението. Програмата позволява избор на конкретен двигател, задаване коефициент на запълване, както и управление на посоката на въртене. Бе направен първоначален тест на контролера, задвижващ само един пръст от протезата. Импровизираната опитна постановка на експеримента е представена на фиг.8. За изработка на пръста бе използван 3D (*rapid prototyping*) принтер.



Фиг.7. Тестова програма за управление



Фиг.7. Експеримент със задвижването на един пръст.

# 4. ФУНКЦИОНАЛНИ ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРА НА ПРИЕТИТЕ ДВИЖЕНИЯ

Както бе отбелязано функционалните действия, които човек изпълнява с ръката са много и твърде разнообразни по отношение параметрите на механичните характеристики. Реализират се чрез различни комбинации от възможните автономни движения на пръстите, в това число палеца, дланта и китката. При съществуващата елементна база (материали, двигателни устройства, включително изкуствени мускули, средства за предаване на движение, сензори и елемантна база за хардуер на управлението) и технологии, постигане на пълна замяна на ампутираната ръка с равностойна протеза (всеки пръст с по 4 независимо управлявани степени на свобода, палеца с 5, дланта с 3 и повече, и китката с 3) е практически неосъщетвимо. За това се търсят компромисни решения за частично изпълнение на функционалните действия с намален брой на активно уп-

равляваните стави, зависими движения за други и/или съчетани с пасивни степени на свобода (такива, които се активират при външно действие на сили и при премахване се възстановява началното положение).

Функционалните действия с разработената протеза се свеждат до: хващане на предмети с палец и показалец, с палец и трите пръста(без показалеца) и с палец и четирите пръста; дествие с показапеца от типа писане (свирене) по клавиатура, натискане на копче на звънец и др.; аналогично действие с палеца; действие с трите пръста при свити палец и показалец.

За изпълнение на тези функционални действия са предвидени: независими управляеми движения на палец -2, показалец -1, на трите останали пръста –

Три пъста 1 + 2.3 Едновреме нно дв-ие	Показалец 1+2 Дв-ия			
Длан 0 Дв-ия	Палец 2+1 Дв-ия			
Китка 2 дв-ия				

Фиг.8. Структура на движенията.

1 и на китката – 2; зависими движения на палец -1, на показалец -2, на всеки пръст от останалите – по 2. Така общо за протезата се получават 6 управляеми и 9- зависими движения (фиг.8).

# 5. ИДЕЕН ПРОЕКТ НА ПРОТЕЗАТА.

На фиг.9 е показан функционален модел на протезата, върху който се предвижда да се проведат изследвания, чрез които да се оформят окончателните параметри по отношение на механични характеристики, сензорика и управление. Формата на звената е направена с възможност за наблюдение и достъп. Пропорцията в дължината е спазена в средни пропорции.

Както бе отбелязано съществен проблем при проектирането е концентрацията на голям брой движения в малък обем. Изпълнението им чрез конвенционални постояннотокови двигатели с редуктори налага търсене на подходящо разположение. В случая двигателите за пръстите, в това число и палеца са разположени в дланта, а тези за китката в междинното звено. За предаване на движение към

звената се използват нишки с крайни дължини и свободно движещи се ролки, разположени в осите на шарнирите.



Фиг.9. Общ изглед на протезата в отворен и междинен вид

На фиг.9 не са показани електрическите вериги, хардуера на управлението и връзката с останалата част на ампутираната ръка, както и разположението на сензорите за възприемане на информация от мискулите. Това се предвижда да се покаже в окончателния вариант.

# 6. СИМУЛАЦИЯ В РЕАЛНО ВРЕМЕ.

Реализиран бе симулационен модел, като идеята е да се ползва среда подържаща задвижване на модела в реално време. Също така, при избора на симулационна среда определящо бе възможността за съвместно управление от външен софтуер. *RoboWorks* е 3D CAD среда където потребителите могат да реализират своите механични модели, след което последните могат да бъдат задвижвани (анимирани) до ориентирането на отделните детайли в желана конфигурация. Това става по два начина. При първият вариант, към всяко подвижно звено се асоциира определен клавиш от клавиатурата, преместващ (ротация, транслация) звеното около/по предварително дефинирана ос. При втория вариант управлението наотделните стави става от произволна външна софтуерна среда която подържа работата с DLL файлове. Производителя предоставя инструмент наречен *RoboTalk*, с посредничеството на който се управляват отделните стави на симулационния модел. За целта програмиста отваря DLL приложението и посредством дефинирани имена на всяка активна става осъществява задвижването и.

За целите на проекта бе използван модел на механична ръка с пет пръста (фиг.10-ляво). Задвижването на пръстите става от интерфейсна програма реализирана в средата на *Labview* (*фиг.10-дясно*). С плъзгащи контроли, потребителя има възможност да движи отделните пръсти до формирането на желана конфигурация. Управлението на ръката е в реално време, без видими забавяния при манипулацията с контролните плъзгачи. На тази основа, идеята е в бъдеще да се реализира директна връзка (по сериен порт) между системата за регистрация на био-потенциалите и симулационния модел. В този случай симулационнат среда ще се използва като тренажор за пациентите, които ще могат в реално време да наблюдават свиването на виртуалния крайник, като резултат от генерираните мускулни сигнали в процеса на рехабилитация.



Hand Control.vi		
RoboWorks File	IP Address 127.0.0.1	Power OFF
Thumb Finger	Index Finger	Rest Fingers
0 -25 -50 '-90		
0 -25 -50 -90	0 -25 -50 -90	Designed by Valentin Nikolov

Фиг.10. Симулациона среда и упралвнеи на модела в реално време.

## 2. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработената миоелектрична протеза е на ниво прототип, върху който предстоят провеждане на експериментални изследвания за инженерна оптимизация на параметрите и съчетано действие на модулите за снемане и обработка на сигнали от мускулите на ръката, за управление и механичната част.

Разработен е модул за повърхностно регистриране на био-потенциали от мускулите на ръката, обработката им чрез филтрация и изпращане към драйверите за управление.

Модулът за управление е изпълнен както за работа със системата за регистрация и обработка на био-потенциали, така и като независимо звено.

Разработеният симулационен модел, базиран на информационните продукти *RoboWorks*, *RoboTalk* и *Labview* служи за изследване и прецизиране на механичните параметри на модела и в бъдеще предстои свързване със системата за регистрация и обработка на био-потенциали, които съвместно ще управляват движението на протезата в реално време.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Jacobsen, S., Wood, J., Knutti, D., Biggers, K., *The UTAH/M.I.T Dextrous Hand: Work in Progress*, Intl. J. of Robotics Research, 3, 4, pp.21-50, 1984.

[2] Shadow Dextrous Hand: www.shadow.org.uk/ products/newhand. shtml

[3] Lillian, Y., Matsuoka, C., Matsuoka, Y., A Kinematic Thumb Model for the ACT Hand.

[4] Grimm, M., Arroyo, A., Nechyba, M., A Robotic Hand with Realistic Thumb Pronation.

[5] Hoshino, K., Kawabuchi, I., Pinching at finger tips for humanoid robot hand, IJRRAS 7 (2).

[6] Jalani, J., Development of the forward kinematics for robot fingers by using Roborealm, May2011,

www.arpapress.com/Volumes/Vol7Issue2/IJRRAS\_7\_2\_10.pdf

[7] Kuo, C.H., Chen, C.T., Development of Tendon Based Dexterous Robot Hand.

[8] Namiki, A., Imai, Y., Ishikawa, M., Kaneko, M., *Development of a High-speed Multifingered Hand System and its Application of Catching*, Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2003, Vol. 3, pp. 2666 -2671.

#### [10] Prosthetic Smart Hand Lets Amputee Feel and Move Objects,

http://singularityhub.com/2009/10/21/prosthetic-smart-hand-lets-amputee-feel-and-move-objects/. [11] Carrozza, M., Massa, B., Micera, S., Zecca, M., Dario, P., *A "Wearable" Artificial Hand for Prosthetics and Humanoid Robotics Applications*, Proceedings of the 2001 IEEE –RAS International Conference on Humanoid Robots, Copyright 2001.

[12] www.robotev.com

[13] Ultra real hand prosthesis, http://www.ultra real hand prosthesis.mht

Автори: Георги Чипов, инж., *e-mail*: georgichipov@gmail.com, Валентин Николов, д-р инж., *e-mail*: val\_niko@yahoo.com, Йовко Ханджиев, инж., *e-mail*: jovko3@abv.bg, Веселин Павлов, проф. д-р инж., Факултет Автоматика; Технически Университет София; *e-mail*: vpavlov@tu-sofia.bg, – екипът на "Чипо Лабс" ООД.

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р Вл. Заманов



# МАЛКИ И КОМПАКТНИ МОБИЛНИ РОБОТИ ИЗСЛЕДВАНЕ И СРАВНЕНИЕ НА ПЛАТФОРМИ Андре Араужо<sup>1</sup>, Давид Португал<sup>1</sup>, Микаел С. Коусайро<sup>1,2</sup>, Карлос М. Фигередо<sup>2</sup> и Руи П. Рош<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Институт по системи и роботика (ISR), Университетът в Коимбра (FCTUC), Коимбра, Португалия <sup>2</sup> RoboCorp, Катедра по Електротехническо Инженерство (DEE), Инженерен институт в Коимбра (ISEC), Коимбра, Португалия

**Резюме**: Тази статия представя изследване на малки и средноголеми компактни роботизирани платформи. Предварителното решение каква платформа е подходяща за задачи като издирване и спасяване, отчитане на промени в околната среда, наблюдение или роботизирана система с един или повече съвместно функциониращи робота, е трудно предизвикателство в контекста на изследване на мобилната роботика.

С цел подпомагане процеса на вземане на решения за придобиване на икономически рентабилна, роботизирана платформа се прави сравнение и описание на няколко съществуващи мобилни робота по отношение на техните физически параметри, хардуер, сензори, комуникационни възможности, задвижващи устройства, самостоятелност, както и на специалните им характеристики.

Ключови думи: Мобилна роботика; роботизирани платформи; хардуер и сензори.

# SMALL AND COMPACT MOBILE ROBOTS SURVEYING AND COMPARING PLATFORMS

André Araújo<sup>1</sup>, David Portugal<sup>1</sup>, Micael S. Couceiro<sup>1,2</sup>, Carlos M. Figueiredo<sup>2</sup> and Rui P. Rocha<sup>1</sup>

 <sup>1</sup> Institute of Systems and Robotics (ISR), University of Coimbra (FCTUC), Coimbra, Portugal
 <sup>2</sup> RoboCorp, Department of Electrical Engineering (DEE), Engineering Institute of Coimbra (ISEC), Coimbra, Portugal aaraujo@alunos.deec.uc.pt, {davidbsp, micaelcouceiro, rprocha}@isr.uc.pt, {micael, cfigueiredo}@isec.pt

Abstract: This article presents a survey on small and middle-sized compact mobile robotic platforms. Deciding beforehand which platform is adequate for tasks like search and rescue, change detection, surveillance or swarm robotics with one or more cooperative robots is a difficult challenge in the context of mobile robotics research. Several available mobile robots are compared and discussed in terms of physical dimensions, hardware, sensors, communication abilities, motion, autonomy and special features; providing assistance to the reader on the decision-making process of acquisition of a cost-effective robotic platform.

Keywords: Mobile robotics; robotic platforms; hardware and sensors.

#### **1. INTRODUCTION**

Mobile robotics is a technological field of investigation, which has witnessed incredible advances in the last decades. Issues like autonomous navigation with perception and reactivity, map learning, obstacle avoidance and self-localization, became practically solved in recent years.

Several different robotic systems have emerged with the ability to execute a vast diversity of tasks like search and rescue, security applications, human interaction or robotics soccer and nowadays, almost every major engineering institute has one or more laboratories focusing on mobile robot research.

Earlier, the focus of research was especially on large and medium systems. However, with recent advances in sensor miniaturization and the increasing speed and capability of microcontrollers in the past years, the emphasis has been put on the development of smaller and lower cost robots, which makes affordable the experimentation with relatively large groups of cooperative robots.

Mobile robots are found in industry, transportation, military and security environments [1]. Also, some mobile robots have emerged as consumer products for entertainment or to perform tasks, like vacuum [2].

In this work, we focus on low-cost, open-source robots to enable the ordinary consumer to enter the robotics and artificial intelligence world, giving an innovative overview of compact mobile robots used by academic researchers and by robot enthusiasts, and depicting their features, prices, communications abilities, autonomy and dimensions, among others.

Mobile robots are an ideal tool for education and value creation since it is a multidisciplinary field which requires knowledge from various areas like electronics (digital I/O, motor drivers, analog sensors, power supplies and efficiency); mechanics (chassis, stability, strength, movement and weight) or computer science (programming near realtime techniques, process control, low level I/O devices and concepts of math and logic) both at the hardware and the software level.

In the next two sections, we review some of the most used robotic platforms. Firstly, we focus on robust, highly-equipped and small or middle-size robots and then low-cost compact platforms. Afterwards, a comparative table is presented to discuss and evaluate the low-cost mobile robot platforms paving the way for the proposal of two original platforms: TraxBot (Section V) and eSwarBot (Section VI). In these sections, we provide considerations on the robots' properties, use and design. Finally, the work ends with conclusions and future directions of research.

#### 2. ROBOTS WITH COMPLEX SENSORS

Several small and middle-sized mobile robots have enhanced capabilities, providing flexibility in terms of application since they are endowed with different sensors and processing power. However, they are also quite expensive.

E-puck is an educational platform for beginners since it is a very small-sized robot of 80mm diameter with which, one can perform mobility tests on a desk [10]. Also, it is equipped with a vast set of sensors like microphones, infrared sensors, 3D accelerometer and a VGA camera, and still offers extension capabilities. Nevertheless, all this technology has a price of around 570€.

The MarXbot was developed in the polytechnic school of Lausanne (EPFL), it is a robot fully equipped with sensors like infrared range sensors, 3D accelerometer, gyroscope and an omnidirectional camera [11]. It has a good processing power with an ARM 11 processor, at 533MHz. The platform is round with 170 mm of diameter and its price is surely beyond  $600 \in$ .

The Linux PC Robot (LPCR) resulted from a project designed to create a low-cost robot with consumer off the shelf components and able to address real problems like navigation, object avoidance and goal seeking [12]. This is an unsightly aluminium platform with dual opposed wheels that uses a standard motherboard with an Intel Atom Dual processor and a Linux development environment supporting Player/Stage robotic framework, providing wireless networking, USB support, boot disk and storage using a flash memory or a SSD hard disk and joystick interface. It uses a PS/2 mouse motor encoder and an H-bridge circuit as a custom motor driver device. It also can be extended to provide speech, vision and sensing abilities. The robot is estimated to cost around 450€.

Another platform built from popular off-the-shelf robot components is TurtleBot [13], as illustrated in Fig. 1. This is a modular platform that is built on top of an iRobot Create, incorporating a Xbox Kinect and an ASUS eeePC 1215N netbook into an integrated development platform in the ROS [14] architecture, a very popular robotic framework used in research laboratories and industry worldwide. TurtleBot provides 3D functionalities and ROS out of the box, being fully open source and exploring all combined capabilities of its components. The complete robot kit costs around 1000€.



Figure 1. Willow Garage's TurtleBot.

Additionally, there are larger, more equipped and more powerful mobile robots, which usually have their own embedded computers, up to 2GHz dual-core processors, but they are also heavier, slower, without the agility of compact ones and much more expensive. One of the most popular research robots is the Pioneer 3 DX from ActivMedia. On the other hand, ActivMedia also provides a cheaper, smaller (33cm of length), simpler and more cost-effective solution: the AmigoBot [15]. This is a 2-wheel differential platform, ideal for education having a high-impact plastic shell and

aluminum frame that provides robustness to collisions. In terms of sensors, it has 8 sonar sensors, a loudspeaker, a fixed camera and supports onboard 802.11a/b/g Wi-Fi communication. It also provides 3 analog inputs to incorporate more extensions. The AmigoBot kit includes software that provides autonomous navigation and localization, displaying a map through sonar readings. Its cost is around 1550€.

Nevertheless, the most recent and promising robotic applications requires multiple agents, thus encompassing the concept of minimizing the cost (minimal cost), minimizing the number of components (minimal intricacy) and the required development time to complete the entire process (minimal development). Since the cost is directly related with the robot design, a reduced intricacy in sensing, control and motion is required. In addition, since most robotic systems deals with many robots, the development time of each unit must be reduced, thus allowing a fast implementation of robotic team.

# 3. COMPACT LOW-COST MOBILE ROBOTS

In this section a review of small low-cost robots is conducted, taking into account robot's mobility in different ground environments, capabilities, size, sensing/perception, processing power, autonomous navigation and other aspects.

All low-cost robots mentioned in this work are available in the market or can be smoothly assembled for a price of up to 450€, which enables researchers as well as consumers to acquire off-the-shelf or quickly built solutions with simple sensors and diverse capabilities.

For starters, Roomba Create from iRobot, is a light version of the original vacuum cleaning Roomba [3], it includes a cargo bay that houses a 25 pin port used for digital and analogic input and output, instead of the original vacuum system. It was designed for educators, students and most skilled developers and researchers, being very popular in the robotic research community due to its small size and low cost. It consists in a circular platform with approximately 340 mm of diameter. This configuration can be advantageous if one intends to use larger sensors (e.g., 3D laser sensor or Kinect). It also possesses a serial port for reading sensor data and issuing motor commands, being programmed with a microcontroller with an USB connector and four DE-9 expansion



**Figure 2.** SRV-1 Blackfin Robot, Surveyor Corporation.

ports. This platform can support equipment until 2,26kg and it is relatively cheap,

costing around 180€. Many choose to utilize an external computer that supports serial communication to control the Create robot, due to the limitations in storage space and processing power.

Another low cost robot is the SAR's Bot'n Roll ONE C, which is priced at 175€. It has a differential configuration, supported in a black acrylic base, with 22cm of length and a weight of 1300g [4]. It provides two infrared obstacle

detection sensors with possibility to add extra modules as a line follower component, a LCD for interface with the user (e.g., print program variables) and a RGB color sensor. A USB-Serial (RS232) converter allows the programming of the robot using an external computer. In general, it is an excellent starting kit for beginners.

The IdMind's Circular GT robot kit, with a circular shape of 150mm of diameter, supported in a plastic board and with differential wheels, costs  $260 \in [5]$ . It is smaller than the Bot'n Roll ONE C, having more I/O ports to connect self-made extensions. It comprises five pairs of infrared transmitters/receivers to navigate consistently; two microswitches which detect collision with obstacles and 7 additional links to connect other sensors. It is programmable through a PC using various languages, which include a graphical programming application that is provided in the basic kit, which greatly simplifies the task of the programmer. The Hemisson from K-Team is a 275 $\in$  aluminium platform with 120mm of diameter. It is more robust than the IdMind's Circular GT [6]. The basic kit only provides limited computational power and a few sensors like 8 infrared light sensors, 6 of them for obstacle detection and 2 facing the ground.

	Table 1. Comparative Table of Compact Low-Cost Mobile Rob						
	Roomba iCreate	K - Team Hemisson	Idmind Circular GT	Bot'n Roll	Palm Pilot Robot Kit	Lego Mindstorm NXT	Surveyor SRV-1 Blackfin
Aprox. Base Price	180,0€*	275,00 €	260,00€	175,00 €	190,0€ *390,00€	380,00 €	275,00€
Physical Specifications:							
- Dimension (LxWxH) mm	(-/-/90)	(-/-/70)	(-/-/60)	220x205x90	200x200x58	145x97x61	120x100x80
- Dimension diameter mm	Ø 340	Ø 120	Ø 150	<u> </u>	-	-	¥
- Weight (g)	3400	200	200	1300		350	200
- Chassis material	Plastic	Aluminum	Plastic	Acrylic	Aluminum	Plastic	Aluminum
Hardware:	(with command module)						
- Processor	20MIPS 20MHz	5MIPS 20MHz	5MIPS 20MHz	16MIPS 32MHz	* 416MHz	30MIPS 40MHz	1000MIPS 500MHz
- μController	ATmega 168	PIC16F877	PIC16F877	Picaxe 40x2	Intel XScale PXA270	ARM 7	-
Sensors:							
	<ul> <li>Temperature</li> <li>iR obstacle</li> <li>detection</li> <li>micro-switches to</li> <li>cliff detection</li> </ul>	<ul> <li>- 2x iR 11ight sensor</li> <li>- 6x iR obstacle detection</li> </ul>	<ul> <li>7x iR obstacle detection</li> <li>2x micro- switches</li> </ul>	- 2x iR obstacle detection	- 3x iR obstacle detection	- Accelerometer - Touch sensor - Light sensor - Sound sensor - Ultrasonic sensor	- Camera 1.3 MP - 2 x Range Lasers
Communication:					1000 T 100 S 12		
	- RS-232 serial - USB serial	- DB9 Serial		- USB serial	- RS-232 - Bluetooth	- Bluetooth - USB	<ul> <li>Wireless remote control 802.11b/g</li> </ul>
Speed:							
Max (cm/s)	-	10	-	-	-	10	40
Battery:							
- Type	Ni-MH	Ni-MH	Alkaline AA	Ni - MH	Alkaline AAA	Li-lon AA	Li - poly
- Power	14.8V 3000mAH	8.4V 150mAh	6V= 4x 1.5V	12V	6V= 4x 1.5V	9V = 6x1.5V	7.4V 2000mAH
- Autonomy aprox.(hours)	3 - 4	2	2	2	1 - 2	3 - 4	3
Features:							
	* usually needs external microcontroller / processor	- Support sensor and communication expensions -Buzzer	-	- Xbee (socket) - LCD (socket) - Support sensor expensions - Buzzer	- Holonomic - Ability to control 8 servos *Palm Tungsten T5	- LCD display - Construct any configuration with Lego bricks	- Linux 2.6 support - Laser Pointer - Java-based console

It also provides four SMD LEDs and a Buzzer that emits sounds at a unique frequency and switches that assign the robot different internal behaviors. This platform is extensible providing a front connector for I2C bus communication, a left-side connector that allows flash-memory programming and a right side connector that provides serial port communication; it also supports cameras and ultrasonic sensors beyond others. These extensions may increase both computational power and sensing capabilities.

The Mindstorms NXT from Lego is an educational, academic robot kit for beginners, priced around 290€ [7]. The platform has very short dimensions and can be modified using Lego bricks. It weights around 280g and is made of plastic. With this kit, one can construct creative Lego models. The robot is equipped with drive motors with encoders and a good variety of sensors like an accelerometer, light, sound, ultrasound and touch sensors enabling applications in a wide range of scenarios. It also supports Bluetooth and USB communication.

The SRV-1 Blackfin from Surveyor, presented in Fig. 2, is a robot equipped with tankstyle quad-motor tracks with differential drive having 120mm length and 100mm width and an aluminum chassis [8]. This robot has a good processing power with a 1000MIPS at 500MHz CPU, capable of running Linux Kernel 2.6. It is equipped with two range lasers or optional ultrasonic ranging (support up to 4 ultrasonic ranging modules) and a 1.3MP camera. It also supports Wireless 802.11b/g communication and various I2C sensors. The robot can run programs stored in the onboard flash memory and can be operated as a remotely-controlled webcam (managed by multi-OS) or a self-navigating autonomous robot. Its final cost is around 380€.

A nother commonly used low-cost research robot is the Palm Pilot Robot Kit (PPRK) from Carneggie Mellon University [9]. It is an easy-to-build, fully autonomous compact platform with three distance sensors of one-meter range, controlled by a PDA, which provides computational power and a user interface, through a serial connection with a PIC processor. It allows driving in any direction with independent control of rotation, meaning it moves holonomically in the plane. The robot kit provides mature development tools and is relatively cheap, costing around 250€.

# 4. DISCUSSION

Table 1 present a comparative table of all compact low-cost mobile robots described in Section III. The objective of this table is to assist the reader in the decision-making process of acquiring a low-cost mobile robot for a given research task, providing unbiased comparison between different platforms in terms of dimensions, sensing equipment, hardware, motion speed, autonomy and special features.

It can be seen that the Roomba Create robot is the cheapest of all. However in its basic configuration it is very poor in sensing ability and processing power, usually needing an external computer deployed on top, which increases the price of the platform, not to mention the low encoders resolution. On the other hand, the SRV-1 Blackfin, is the most expensive, but it has the best onboard processing power, provides Linux 2.6 support and is the only one that comes with a camera, otherwise the ability to add sensor extensions is limited.

The IdMind's Circular GT is also very cost-effective; however it does not have hardware to enable communication between robots, being less appropriate for experimentation with teams of robots. As for the K-Team Hemmisson, its downside is autonomy; and the PPRK only works with a PDA to provide the platform's processing ability.

The Lego Mindstorm NXT, Idmind Circular GT and Bot'n Roll One C are ideal platforms for beginners or very simple robotic applications. Note however that, in their present form, most of these robots are limited to reactive navigation with unreliable odometry. Robots equipped with ranging sensors are more suitable for tasks that require precise localization. Hence, the majority of these low-cost platforms would require extensions to their sensing capabilities for tasks with more demanding restrictions.

The following requirements, sorted by relevance, can be expected from robots to be used in multi-robot systems:

- Cost Robots should be as cheap as possible since most multi-robot teams may have dozens or hundreds of robots (e.g., swarm robotics);
- Autonomy Robots should have a long battery life since they may have to operate long enough to finish a cooperative mission;
- Communication Robots need to support wireless communication such as in the form of ad-hoc networks;
- Sensory System Robots should be equipped with some form of sensing capability to allow interaction between them and with their environment;
- Processing Robots need to be able to process information about other robots and the environment (e.g., sensing data).

Considering the weaknesses of the compact mobile robots previously described, especially in terms of communication, sensing capabilities and processing, our research group developed two off-the-shelf mobile robots (Section V and VI) ideal for multirobot applications that meet all requirements previously pointed out. In addition, these platforms have the flexibility to be extended and incorporate even more capabilities.

5. TRAXBOT

In this section we briefly present the assembly of a portable ground robot, called TraxBot [16]. This robotic platform is a differential drive system equipped with 2 DC gearhead motors with high encoders' resolution and tank-style rubber tracks.

The processing unit consists of an Arduino Uno board [17], which includes a microcontroller ATmega 328p that controls the platform's motion through the use of the Bot'n Roll OMNI-3MD motor driver [18].



Figure 3. Mechanical structure of the TraxBot.

For range sensing, Maxbotix Sonars MB1300 with a range of approximately 6 meters are used [19]. The TraxBot can have a configurable disposition of up to 4 sonars in each platform. In order to enable point-to-point communication, the Xbee Shield [20], consisting on a ZigBee communication antenna attached on top of the Arduino Uno board, is also incorporated. As for power source, two packs of 12V 2300mAh Ni-MH batteries are deployed under the chassis of each robot ensuring good autonomy of around 2-3 hours. Optionally, the platform has the ability to include a

10" netbook on top of an acrylic support, which extends the processing power and provides more flexibility. In our case, an ASUS eeePC 1001PXD BLACK N455 is used due to its reduced price and size. The netbook provides communication via Wireless Wi-Fi 802.11 b/g/n to the robot. Fig. 3 presents a mechanical overview of our robot.

The TraxBot is extremely robust; all its hardware is either aluminium or stainless steel. It also has the ability to manoeuvre in different terrain and surface topographies and its dimensions are adequate both for indoor and outdoor experiments. In addition, it can incorporate many extensions and components (e.g., LEDs, cameras, LIDARs, grippers, etc.). Its overall cost is around 450€ not considering the netbook.

In its current development phase, the robot has the ability to perform safe reactive navigation using the sonars and self-localization based on its odometry. It also can communicate with other teammates, enabling multi-robot systems and swarm experimentation. The robot has also been extended with the addition of RGB LEDs on top of the acrylic support to report internal states and/or identify the robot through a vision system.

# 6. ESWARBOT

Besides the TraxBot, our research group has also been involved, together with RoboCorp at the Engineering Institute of Coimbra, in the development of simplistic mobile robots for biological swarm systems. More particularly, the eSwarBot (Educational Swarm Robot) is a miniature low-cost robot, designed as an Arduino-based open platform, which specifically targets engineering education and swarm robotics [21].



The platform has a much reduced size

than TraxBot, yet big enough not to compromise the expandability of the robot or increase the cost of the swarm robots due to components miniaturization.

The main body encloses the mechanical and electrical components such as the battery, processing unit, additional electronics, motors and sensors. The two motors are screwed onto the bottom structure, with the wheels directly attached to the motor axis. On the top of the platform, an acrylic plate with red-green-blue light emitting diodes (RGB-LEDs) was mounted. The RGB-LEDs can be used to distinguish between different robots since they allow representing a wide range of different colors.

Table 2.	Comparative Table of TraxBot
and eSwa	arBot.

	TraxBOT	eSwarBot	
Aprox. Base Price	450,00 €	200,00€	
Physical Specifications:			
- Dimension (LxWxH) mm - Dimension diameter mm - Weight (g) - Chassis material	225x204x76 - 2045 *3160 Aluminum	(-/-/100) Ø 126 600 Plastic	
Hardware:			
- Processor - μController	24MIPS 16MHz Atmega 328	24MIPS 16MHz Atmega 328	
Sensors:			
	- 3x Ultrasonic Range sonar	- Ultrasonic Range sonar - LDR Light sensor	
Communication:			
	- USB serial - Zigbee - Wi-Fi*	- USB serial - Zigbee	
Speed:			
Max (cm/s)	30	15	
Battery:			
- Type - Power - Autonomy aprox.(hours)	Ni - MH 12V 4600mAH 2 - 3	Ni - MH 9.6V 2300mAH 4 - 5	
Features:			
	* with Asus EeePC Processor: Intel Atom N450 1,66 GHz - RGB LEDs	- RGB LEDs	

Similarly to the TraxBot, the chosen processing unit is an Atmel Atmega328 microcontroller embedded in the Arduino Uno board [17]. This microcontroller has 14 I/O digital pins (6 of them can be used as PWM analog outputs), 6 analog inputs, a 16 MHz clock and a program memory up to 32 kB. Quadrature encoders with a micro metal gear motor were used to measure rotation speed and wheel direction. With a twelve teethed wheel, the system provides a resolution of 48 counts per revolution, corresponding to a linear resolution of just under 3 mm [22].

One LV-MaxSonar Ultrasonic Range Finder is employed in each platform to detect objects in front of the sensor face and up to 6.45 m (21.2 ft) distance. As for communication, low power consumption ZigBee models [20] were also employed in each robot. A *Fullwat* battery composed by a pack of Ni-MH cells (8xAA) of 9.6V and 2300mAh with TAMIYA connector provides autonomy of up to 4.5 hours of continuous

swarm operation to the platform. The development price of a fully-equipped eSwarBot platform is around 200€.

Table 2 presents a comparative analysis of both TraxBot and eSwarBot. The election of one of these robots depends strongly on the research task in study. Clearly, the eSwarBot is a platform useful for studying emergent behavior and self-organization in biologically inspired societies (e.g., swarm robotics), proving to be a very balanced solution given its capabilities, autonomy, cost and sensoring system. Due to its locomotion tracks and robustness, the TraxBot is ideal for both indoor and outdoor tasks in rugged terrains (e.g., military exploration and teleoperation), as opposed to most of the platforms described in this paper.

#### 7. CONCLUSION AND FUTURE WORK

In this paper several compact low-cost mobile robots were presented and compared in terms of physical dimensions, hardware, sensors, communication abilities, motion, autonomy and special features. It was shown that are numerous options available in the market for the end user, which may either be a beginner, a robot enthusiastic or a researcher. Beyond the cost, the choice of a mobile robot platform should depend essentially on its ability to reliably perform a proposed task.

The robotic platforms developed by our group are continuously in development and addition of behaviors is expected in the near future. We are working towards releasing a ROS TraxBot driver in order to easily use, program and integrate the robot in the ROS framework. Additionally, in order to strengthen the TraxBot's navigation in multi-robot surveillance and monitoring missions, we intend to use in the future the Xbox Kinect sensor together with ROS to enhance the robot's localization.

As for the eSwarBot, the development and implementation of collective swarm algorithms, which can benefit from explicit communication between robots through the ZigBee protocol, will allow to evaluate large teams of robots beyond individual members. Also, a triangulation technique for localization through the analysis of the strength of the received signal (RSSI), taking advantage of this XBee module's capability, is in prospect to assist agents' localization.

#### Acknowledgment

This work was supported by PhD scholarships (SFRH/BD/64426/2009) and (SFRH/BD/73382/2010) by the Portuguese Foundation for Science and Technology (FCT). The authors gratefully acknowledge Soluções de Automação e Robótica (SAR) for their contribution and feedback.

#### REFERENCES

- [1] Petrina, A. M.: Advances in Robotics. Automatic Documentation and Mathematical Linguistics, Vol. 45, No. 2, pp. 43–57, Allerton Press, Inc. (2011).
- [2] Forlizzi, J. and DiSalvo, C.: Service robots in the domestic environment: a study of the roomba vacuum in the home. In: HRI '06: Proceeding of the 1st ACM SIGCHI/SIGART Conference on Human-Robot Interaction, pp. 258-265 (2006).
- [3] Jones, J. L.: Robots at the tipping point: the road to iRobot Roomba. Robotics Automation Magazine IEEE, 13(1), 76-78 (2006).
- [4] SAR: Manual Bot'n Roll ONE C. Guimarães, Portugal (2010), http://botnroll.com/onec/downloads/Manual%20Bot%27n%20Roll%20ONE%20C%20PT.pdf
- [5] IdMind, Engenharia de Sistemas, Lda: Manual de construção: Robô Circular GT. Lisboa, Portugal (2005), http://aprobotica.com.sapo.pt/ManualCircularGT.pdf

- [6] Colot, A.: K-Team Hemisson Manual, K-Team S.A., Yverdon-les-Bains, Switzerland (2010), http://ftp.k-team.com/hemisson/Manuel\_En/Manual\_Hemisson.pdf
- [7] Bagnall, B: Maximum LEGO NXT: Building Robots with Java Brains. Variant Press (2007).
- [8] Cummins J., Azhar, M.Q. and Sklar, E.: Using Surveyor SRV-1 Robots to Motivate CS1 Students. In Proc. of AAAI 2008, AI Education Colloquium (2008).
- [9] Balkcom, D. and Mason, M. T.: "Progress in Desktop Robotics". In the 11<sup>th</sup> Yale Workshop on Adaptive and Learning Systems, New Haven, CT, U.S.A. (2001).
- [10] Mondada, F., Bonani, *et al.*: The e-puck, a Robot Designed for Education in Engineering, In Proc. of Conf. on Aut. Robot Systems and Competitions (2009).
- [11] Bonani, M., Longchamp, *et al.*: The MarXbot, a Miniature Mobile Robot Opening new Perspectives for the Collective-Robotic Research, In Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems, Oct. 18-22, 2010, Taipei, Taiwan (2010).
- [12] Woodward, M.: How to Build a Low Cost Mobile Robot Platform. Presented at: the IEEE Automation group, Manchester, New Hampshire U.S.A., February 17 (2011), http://www.linuxpcrobot.org/htmldocs/linuxpcrobot-110217.pdf
- [13] TurtleBot, Willow Garage (2011), http://www.willowgarage.com/turtlebot
- [14] Quigley, M., Gerkey, B., *et al.*: ROS: an open-source Robot Operating System. In: ICRA'2009 Workshop on Open Source Software (2009).
- [15] AmigoBot, User's Guide version 1.9, ActivMedia Robotics, LLC, August (2003), http://robots.mobilerobots.com/amigobot/amigofree/AmigoGuide.pdf
- [16] Araújo, A., Portugal, D., Couceiro, M., Figueiredo, C. and Rocha, R. P.: "TraxBot: Assembling and Programming of a Mobile Robotic Platform". In Proc. of Int. Conf. on Agents and AI, Vilamoura, Algarve, Portugal, Feb. 6-8 (2012).
- [17] Arduino Uno, (2010), http://arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno
- [18] Manual Bot'n Roll OMNI-3MD (2011), http://botnroll.com/omni3md/downloads/Manual%20OMINI3-MD%2818-07-2011%29.pdf
- [19] MB1300 XL-MaxSonar®-AE0<sup>TM</sup> Datasheet (2005), http://www.maxbotix.com/documents/MB1200-MB1300\_Datasheet.pdf
- [20] XBee® Multipoint RF Modules Datasheet (2006), http://www.digi.com/pdf/ds\_xbeemultipointmodules.pdf
- [21] Couceiro, M., Figueiredo, C., Luz, J. M., Ferreira, N. and Rocha, R.: "A Low-Cost Educational Platform for Swarm Robotics", International Journal of Robots, Education and Art, IJREA (2011).
- [22] Pololu, Encoder for Pololu Wheel 42x19mm" http://www.pololu.com/catalog/product/1217

Autors: André Araújo, David Portugal, Micael S. Couceiro, Rui P. Rocha - Institute of Systems and Robotics (ISR), University of Coimbra (FCTUC), Coimbra, Portugal, Carlos M. Figueiredo - RoboCorp, Department of Electrical Engineering (DEE), Engineering Institute of Coimbra (ISEC), Coimbra, Portugal; E-mail address: *aaraujo@alunos.deec.uc.pt*, {*davidbsp, micaelcouceiro, rprocha*}@*isr.uc.pt*, {*micael, cfigueiredo*}@*isec.pt* 

#### Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р Вл. Заманов



# СИМУЛАЦИОННИ СРЕДИ НА ЛЕТЯЩИ ПЛАТФОРМИ

Микаел С. Коусайро, Дж. Мигел А. Луж, Нуно М. Ф. Ферейра

*RoboCorp, Катедра по ЕлектротехническоИнженерство (DEE), Инженерен институт в Коимбра (ISEC), Коимбра, Португалия* 

**Резюме:** Тази статия представя четири симулационни среди, които прилагат математическото моделиране и управление на няколко различни летящи платформи с помощта на изчислителен инструмент от високо ниво MatLab и инструмент за моделиране, симулация и анализ на динамични системи Simulink. Прилагането на компютърната симулация дава възможност да се анализират различните системи, да бъдат управлявани и оптимизирани, като се използват математически модели, които определят как непредвидимо събитие би могло да се отрази на системата. Симулационните среди включват използване на рутинни операции за планиране на траектории, проучване, разбиране, усвояване на динамичните критерии за стабилност и тяхната потенциална употреба в навигацията на полета на опростени модели.

Ключови думи: UAV; симулиране; моделиране; био-вдъхновена роботика.

# SIMULATION ENVIRONMENTS OF FLYING PLATFORMS

Micael S. Couceiro, J. Miguel A. Luz and Nuno M. F. Ferreira

RoboCorp, Department of Electrical Engineering (DEE) Engineering Institute of Coimbra (ISEC),Coimbra, Portugal GECAD - Knowledge Engineering and Decision Support Research Center Institute of Engineering – Polytechnic of Porto (ISEP/IPP) Porto, Portugal

Abstract: This paper presents four simulation environments implementing the mathematical modeling and control of several flying platforms using the high-level calculation tool MatLab and the modelling, simulation and analysis of dynamic systems tool Simulink. The implementation of computational simulation provides the possibility to analyze the various systems to be controlled and optimized, using mathematical models that estimate how an unforeseeable event could affect the system. Simulation environments involves implementing routines for path planning, the study and understanding of dynamic stability criteria to be adopted and their potential use in the control of simplified models of flight locomotion.

Keywords: UAV; simulation; modelling; bio-inspired robotics.

#### **1. INTRODUCTION**

This paper considers the development of virtual environments simulating the mathematical modeling and enabling the control of a variety of systems with different characteristics (*e.g.*, degrees of freedom, flying methods, others). We will mainly focus in two classes of flying robots: i) robots similar to helicopters such as the TRMS - Twin Rotor MIMO System [1], the Quad-Rotor [2] and real helicopter [3]; ii) robots biologically inspired in birds [4] and dragonflies [5].

There is a long held belief among engineers and biologists that flying robots similar to airplanes and helicopters consume much more energy than flying robots inspired in insects and birds. Engineers have long been stymied in their attempts to build flying robots that can match the amazing flight capabilities of nature's most advanced flying insects and birds. Such robots could be used for a variety of tasks, from spying, to mine detection to search and rescue missions in collapsed buildings. The study of dynamic models based on birds and insects has been extended and shows some results that can be considered very close to the real model [6],[7]. The dragonfly has been one of the models under study [5],[8] because it is considered a major challenge in the field of aerodynamics. Recent studies show that the dragonflies' aerodynamics is unstable, that they use it to fly in a completely different way from the steady flight of aircrafts and large birds [9]. In the last few years, there were significant advances in robotics, artificial intelligence and other fields allowing the implementation of biologically inspired robots [7],[10]. Our goal then is to apply the knowledge already acquired, with the study of the state of the art, in order to develop simulation platforms that would allow the construction of real robots resembling helicopters, birds and insects.

The paper is organized as follows. Section two, presents the state of the art of flying robotics focusing on helicopter-like and bio-inspired platforms. Section three shows a general overview of a variety of simulators developed in the Engineering Institute of Coimbra and the research group RoboCorp, thus describing their main features and commands. Finally, section four outlines the main conclusions.

#### 2. STATE OF THE ART

This chapter aims to enhance the studies and previous work done in the field of flying robotics focusing in simulation platforms of robots similar to the different categories of helicopters and biologically inspired by flying animals.

Leonardo Da Vinci is credited with the design of the first helicopter, basically a helical air screw, which was conceived to lift off the ground vertically. Leonardo Da Vinci also began to work on a machine, powered by muscular activity, which would allow a man to hover in the air by moving its wings the way birds do. There are drawings which show the various kinds of the flying machines designed by Leonardo also called as "*ornitotteri*". However, sometimes the technologies proposed are unable to perform the physical principles used in the biological system. Before the flight of the Wright brothers with fixed wings, flying with articulated wings was a failure. At the time, fixed-wing flight proved to be more feasible. So nearly four centuries later, when technology advancements allowed sustained, powered manned flight, the practical solution demonstrated by the Wright brothers used a fixed-surface to provide the lift. This required the aircraft to accelerate along the ground until a sufficient speed was reached, so that the necessary force could be generated for the vehicle to become airborne. Historical flight documents have hundreds of failed helicopter projects [11]. Most of them were made based on hope in flying at any cost. However, some of these designs pro-
vided a significant contribution to a new understanding that ultimately led to the successful improvement of the modern helicopter. Yet, it was not until the more technical contributions of engineers such as Juan de la Cierva, Henrich Focke, Raoul Hafner, Harold Pitcairn, Igor Sikorsky, Arthur Young and others, that the design of a truly safe and practical helicopter became a reality [12].

With the use of simulation environments it was possible to find the several fundamental technical problems that limited early experiments with helicopters (Figure 1c). The theoretical power required to produce a fixed amount of lift was an unknown quantity to the earliest experimenters, who were guided more by intuition than by science. Furthermore, the relatively high weight of the structure and low power engines were mainly responsible for the painfully slow initial development of the helicopter. By 1920, gasoline-powered reciprocating engines, with higher power-to-weight ratios were more widely available and the anti-torque and control problems of achieving successful vertical flight were at the forefront. In 1921, a different helicopter model had appeared. De Bothezat built the first Quad-Rotor – a helicopter with 4 rotors. This model is controlled by varying the speed of each rotor, thus altering the various lift forces. One of the advantages of using a multi-rotor helicopter is its large capacity (Figure 1b). It has more lift capacity so larger loads can be transported. They are highly maneuverable, which allows vertical takeoff and landing, as well as the flight in areas difficult to reach. The disadvantage is the increased energy consumption due to the number of rotors.

The study concerning the ability to control helicopters was improved with the Twin Rotor MIMO System – TRMS (Figure 1a). This platform consists on a laboratory setup designed for control experiments. In certain aspects its behavior resembles that of a helicopter. From the control point of view, it exemplifies a high order nonlinear system with significant cross-couplings. A mathematical model design of TRMS needs knowledge of aero dynamical physic laws. In recent years a quick progress in the enabling technologies for Unmanned Aerial Vehicles (UAV) has been witnessed. Those include airframes, propulsion systems, payloads, safety or protection systems, launch and recovery, data processor, ground control station, navigation and guidance, and autonomous flight controllers. From all those factors, system technology occupies the most critical contribution to the success of UAV development and operation. With the technological advance, biological inspired robots start to appear. A physical and dynamic model of a bird that use a set of equations to simulate the behavior of a bird, using a real time animated model taking aerodynamics into consideration is presented in [13]. In this model, a bird flies by the wing beat motion, using its tail feathers. Besides, the trajectory is established by determined points in the space adjusting the bird's orientation and flapping such that the bird passes through these points in sequence. The birds' tails also play an important aerodynamic role in mechanical flight power and flight performance [14]. Theory provides a conventional explanation for how bird's tail works. In [13] the influence of the tail and feathers is taken in consideration.

A method of producing realistic animations from numerical solutions is given for generic bird models with various levels of complexity [15]. The study describes the development of models, implemented in the analysis of flapping flight, balancing the scientific analysis and model-based animation. The presented results show numerical data and visual simulations able to produce realistic flapping flight with physical strong foundations. In 2008 a robotic platform inspired by the flight of birds was developed at the Coimbra Institute of Engineering (ISEC). SIRB (Simulation and Implementation of a Robotic Bird) was built based on the preliminary results obtained using a simulator developed in Matlab [4]. Two servos were used in order to control the wing beat of each wing independently (Figure 1d). Nevertheless, this mechanism increased the complexity of the system and such could be avoided since it is possible to achieve identical movements by simply changing the angle of attack of each wing and the tail rotations.

The flight of insects was an interesting subject of, at least, half academic century, but the serious attempts of recreating it are way more recent [16],[17]. However, the control of flying robots represents a high level of complexity. Puntunan and Parnichkun compared the classical PID controllers (Proportional, Integral and Derivative) with the PID controllers with self-tuning for the control of a helicopter model [18]. The results obtained with the PID controller with self-tuning proved that this kind of control offers a better performance than the PID without self-tuning. However, there was still a relatively high overshoot.



**Figure 1.** a) Twin Rotor MIMO System – TRMS; b) Quad-Rotor AR. Drone; c) Real Helicopter (small) Model Raptor 30; d) Bio-Inspired Robot Bird SIRB.

This paper presents four virtual environments that simulate the real kinematics and dynamics of flying platforms benefiting from different control algorithms such as the classical PID, fuzzy logic and fractional-order PID in order to make the system steadier and thereby obtaining a better performance.

#### 3. SIMULATION PLATFORMS

In the last two decades robotics became a common subject in courses of electrical, computer, control and mechanical engineering. Progress in scientific research and developments on industrial applications lead to the appearance of educational programs on robotics, covering a wide range of aspects such as kinematics, dynamics, control, programming, sensors, artificial intelligence, simulation and mechanical design. Nevertheless, courses on robotics require laboratories with sophisticated equipment, which pose problems of funding and maintenance.



**Figure 2.** Simulation environments developed in MatLab. a) TRSM Sim; b) Quad-Rotor Sim; c) Helicopter Sim; d) SIRB & LIB Sim.

The development of simulation platforms became an important ally of science, and today it is spread in the most varied sectors. In this work, simulation environments (Figure 2) will be used in order to establish a methodology and appropriated strategy to the development of real platforms studying the aerodynamic principles knowing that those will be crucial to the physics behind the flight of flying platforms.

Several studies in this area have been made and are focusing on the mathematical modeling of both linear and nonlinear dynamics [7],[17]. The analysis of dynamical linear models is well established in the current literature [19],[20]. However, the study of nonlinear flying models, has gained increasing prominence. For most researchers, this study should be placed in the estimation of aerodynamic models and nonlinear analysis of the effects of nonlinearities in the specific aircraft systems. It is known that a mathematical model that defines the dynamics of an aircraft is extremely important in both the study of dynamics and control. The dynamics of flight is concerned with the overall dynamic behavior of an aircraft: stability, controllability, the dynamic response, the quality control, etc. Nevertheless the analysis of flight dynamics requires a simple and effective model that should be valid for all combinations of angle-of-attack, gravitational acceleration, speed and altitude reached in which the model operates.

The simulation platforms were developed in MatLab and Simulink for high numerical computation and performance visualizations. It allows to efficiently implement and solve mathematical problems faster than other languages such as C, BASIC, PASCAL or FORTRAN, thus emphasizing capabilities such 3D graphical simulation, modeling and control [21]. The educational packages were designed to take full advantage of the Windows environment. All the commands and the required parameters are entered through pull-down menus and dialog boxes. The software is intended to be self-explanatory to the extent possible to encourage students exploring the program. For the same purpose, help menus are available throughout the different windows. Several dialog boxes include figures to clarify context-dependent definitions.

#### A. TRMS Sim

The TRMS (Figure 3) has two *dof*, namely, the rotation of the helicopter body with respect to the horizontal axis and the rotation around the vertical axis. The physical model is developed under some simplifying assumptions [22]. It is assumed that friction is of viscous type and that the propeller air subsystem can be described in accordance with the postulates of flow theory.

The TRMS Sim (Figure 2a) is the simulator of the laboratory real platform using the mathematical formulation and modeling presented in [1]. The animation was developed in a script using the direct kinematics. The Simulink implementation generates 6 files (*alfav, alfah, wv, wh, Uv, Uh*) with the simulation results, which can then be inserted in the animation.



Figure 3. TRMS model.

#### B. Quad-Rotor Sim

Unlike conventional helicopters, the quad-rotor has fixed angles. The basic movements of this can be described using the Figure 4. The vertical motion can be obtained by equally varying the speeds of the 4 rotors at the same time assuming that the reference of the quad-rotor is placed in the center of gravity.



Figure 4. Quad-Rotor model.

The Quad-Rotor Sim (Figure 2b) has a VRML (Virtual Reality Modeling Language) animation in order to visualize the animation synchronized with the data generation rate of Simulink. As iteration algorithm it was used the ode4 with fixed step and a sampling rate of 0.001 seconds.

It is possible to control the rotorcraft through an interface that inserts destination points defining a path and visualize the constant adjustments of the drivers in order to maintain the stability of the Quad-Rotor in 3D.

#### C. Helicopter Sim

The dynamical model of a real helicopter is depicted in Figure 5. The stabilizer bar is a rotating component mounted on the same axis of the main rotor, whose function is to help the altitude control of the helicopter. This component is needed in helicopter small models due to the scale effects that makes them more agile compared to their equivalent real models.

The main rotor, besides being responsible for the lift of the helicopter, is also the main element in the control of the vehicle. The flight simulator Helicopter Sim (Figure 2c) allows the control with a joystick with a 3D animation in VRML. It was used the ode45, a variable step interaction algorithm with a sampling time of 0.01 seconds in order to obtain an acceptable animation performance.

#### D. SIRB & LIB Sim

This last simulator implements both the bird and the dragonfly mathematical model and control. The name SIRB & LIB Sim comes from the first simulator implemented SIRB (Simulation of a Robotic Bird) and LIB which comes form *libélula* (that means dragonfly in Portuguese).



Figure 5. Forces in a Real Helicopter.

In order to visualize the behavior of the models, while in simulation, we developed a 3D model in

AutoCAD inspired in a seagull as can be seen in Figure 6. Each adjacent part with different colors corresponds to individual elements connected through joints. With this model we analyzed the bird and dragonfly flight movement and their behavior in different states such as taking off, flying with twists and turns, etc.



Figure 6. Kinematic structure of the a) bird and the b) dragonfly.

The dragonfly model is being studied by some researchers due to the unique juggling maneuvers of this creature. Jane Wang [6] developed a set of equations based on a real model of a dragonfly by watching its flight in laboratory. Based on some works already developed in this field, and performing a geometric analysis of the dragonfly, it was possible to reach a relatively simple model with a high-quality response when comparing to what it is observed in nature. As we can see, the major difference between the geometry of two-winged animals (e.g., birds) and the geometry of the dragonfly are reflected in two pairs of wings (Figure 6). Based on the geometry, and following an analysis of the multi-link model, we estimated the location of every joint in the robot and obtained the kinematic model represented in Figure 6. The tail and each pair of wings have the same degrees of freedom (rotational) found in other flying models such as birds. The wings will be treated as a flexible link, similarly to what is seen in nature, for minimizing the wing area when on the downward movement. This structure will provide good mobility, making it a total of ten controllable links. Both the bird and dragonfly mathematical models were previously studied [23]. While the simulation is running the user will have the opportunity to see the charts of the velocities in x,y and z axis being constructed as well as the 3D animation of the model (Figure 2d). Another interesting approach is to be able to control the actions made by the model with a joystick (Figure 7). Choosing the model that they wish to control or simply changing parameters, the user can control the speed of the wing-beat, change direction (with the use of the tail and different angles of attack) or even gain or lose altitude.



**Figure 7.** Controlling the flying model with a joystick.

## 4. CONCLUSION

In this paper we have reviewed several flight platform simulation software developed in the Engineering Institute of Coimbra and the research group RoboCorp, including all major components involved: aerodynamics, kinematics and external environment. The design methodology and implementation can be deemed successful in these projects. By obtaining a balance between physical modeling and the objective of animation, a strong advance in the system sophistication has been achieved. However, despite the efforts made, a lot of work remains to be done as multiple aspects can be improved. Nevertheless, the developed simulators can be useful to find several parameters that optimize a desired condition such as energy consumption in the flight movement and further applied to real flying robots. As future work, the validation of the SIRB & LIB Sim with real biologically inspired flying robots is inevitable and will allow confirming the proposed kinematic and dynamic models.

#### ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by a PhD scholarship (*SFRH/BD/73382/2010*), by National Funds under the project: *FCOMP-01-0124-FEDER-PEst-OE/EEI/UI0760/2011* both of the Portuguese Foundation for Science and Technology (*FCT*) and by *FEDER* Funds through the "*Programa Operacional Factores de Competitividade - COM-PETE*" program. The authors would also like to thank Carlos Figueiredo and Monica Ivanova for their cooperation and advice.

# REFERENCES

- [1] J. Coelho, R. Neto, D. Afonso, C. Lebres, N. M. Fonseca Ferreira and J. A. Tenreiro Machado. "Application of Fractional Algorithms in the Control of a Twin Rotor Multiple Input-Multiple Output System". 6<sup>th</sup> EUROMECH, Conference ENOC 2008, June 30 - July 4, Saint Petersburg, Russia, 2008.
- [2] J. Coelho, R. Neto, V. Santos, C. Lebres, N. M. Fonseca Ferreira and J. A. Tenreiro Machado. "Application of Fractional Algorithms in Control of a Quad Rotor

*Flight*". Symposium on Computational Techniques for Engineering Sciences, Engineering Institute of Porto, Portugal, July 21-26, 2008.

- [3] J. Coelho, R. Neto, D. Afonso, C. Lebres, N. M. Fonseca Ferreira, E. J. Solteiro Pires and J. A. Tenreiro Machado. "*Helicopter System Modelling and Control With Matlab*", 2<sup>nd</sup> International Conference on Electrical Engineering - CEE'07, Coimbra - Portugal, November 26-28, 2007.
- [4] Micael S. Couceiro, Carlos M. Figueiredo, N M Fonseca Ferreira and J.A. Tenreiro Machado. "Simulation of a robotic bird". Fractional Differentiation and its Applications, Ankara, Turkey, November 05 –07, 2008.
- [5] Micael S. Couceiro, Carlos M. Figueiredo, N. M. Fonseca Ferreira and J. A. Tenreiro Machado. "Analysis and Control of a Dragonfly-Inspired Robot", International Symposium on Computational Intelligence for Engineering Systems, Porto, Portugal, November 18 – 19, 2009.
- [6] Z. Jane Wang. "Dissecting Insect Flight", Annual Review on Fluid Mechanics, pp.183-210, 2005.
- [7] Micael S. Couceiro, Carlos M. Figueiredo, N. M. Fonseca Ferreira and J. A. Tenreiro Machado. "Biological inspired flying robot", Proceedings of IDETC/CIE 2009 ASME 2009 International Design Engineering Technical Conferences & Computers and Information in Engineering Conference, August 30 - September 2, San Diego, United States of America, 2009.
- [8] Masatoshi Tamai, Zhijian Wang, Ganesh Rajagopalan and Hui Hu. "Aerodynamic Performance of a Corrugated Dragonfly Airfoil Compared with Smooth Airfoils at Low Reynolds Numbers", 45<sup>th</sup> AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, Reno, Nevada, January 8-11, 2007.
- [9] Antonia B. Kesel. "Aerodynamic Characteristics of Dragonfly Wing Sections Compared with Technical Aerofoils", Journal of Experimental Biology, Vol. 203, Issue 20, pp. 3125-3135, 2000.
- [10] Bar-Cohen Y. and C. Breazeal. "Biologically-Inspired Intelligent Robots". SPIE Press, Vol. PM122, May 2003.
- [11] J. Gordon Leishman. "Principles of Helicopter Aerodynamics", 2<sup>nd</sup> Edition, Cambridge University Press, 2000.
- [12] Martin D. Maisel, Demo J. Giulianetti and Daniel C. Dugan. "The History of the XV-15 Tilt Rotor Research Aircraft From Concept to Flight", National Aeronautics and Space Administration Office of Policy and Plans NASA History Division Washington, D.C., 2000.
- [13] Chaojiang Zhu, Kazunobu Muraoka, Takeyuki Kawabata, Can Cao, Tadahiro Fujimoto and Norishige Chiba. "Real-time Animation of Bird Flight Based on Aerodynamics", Institute of Technology, Iwate University, 2006.
- [14] Matthew R. Evans, Mikael Rosén, Kirsty J. Park and Anders Hedenström. "How do Birds' Tails Work? Delta-Wing Theory Fails to Predict Tail Shape During Flight", Proc Biol Sci, 269(1495):1053–1057, May 22, 2002.

- [15] Ben Parslew. "Low Order Modelling of Flapping Wing Aerodynamics for Real-Time Model Based Animation of Flapping Flight", Thesis in School of Mathematics, 2005.
- [16] R. Zbikowski. "Fly Like a Fly", IEEE Spectrum, 42(11), pp. 46–51, 2005.
- [17] Micael S. Couceiro, N. M. Fonseca Ferreira and J. A. Tenreiro Machado. "Modeling and Control of a Dragonfly-Like Robot", Journal of Control Science and Engineering, Volume 10, 2010.
- [18] Sukon Pununan and Manukid Parnichkun. "Online Self-Tuning Precompensation for a PID Heading Control of a Flying Robot", International Journal of Advanced Robotic Systems, 2006.
- [19] Etkin B and Reid LD. "Dynamics of Flight: Stability and Control 3<sup>rd</sup> Edition". ISBN: 978-0-471-03418-6, 400 pages, November 1995.
- [20] Stevens BL, Lewis FL. "Aircraft Control and Simulation 2<sup>nd</sup> Edition", ISBN: 978-0-471-37145-8, 680 pages, October 2003.
- [21] N. M. Fonseca Ferreira and J. Machado. "RobLib: An educational program for analysis of robots", Proceedings of Controlo 2000, 4<sup>th</sup> Portuguese Conference on Automatic Control, pp. 406-411, Guimarães, Portugal, October 4-6, 2000.
- [22] M. López Martínez and F.R. Rubio. "Approximate Feedback Linearization of a Laboratory Helicopter", 6<sup>th</sup> Portuguese Conference on Automatic Control, pp. 43-45, Faro, Portugal, 2004.
- [23] Micael S. Couceiro. "Desenvolvimento e Controlo de Robôs Voadores Biologicamente Inspirados", Master Thesis at the Institute of Engineering of Coimbra, 2009.

**Autors:** Micael S. Couceiro, J. Miguel A. Luz and Nuno M. F. Ferreira - RoboCorp, Department of Electrical Engineering (DEE), Engineering Institute of Coimbra (ISEC),Coimbra, Portugal, GECAD - Knowledge Engineering and Decision Support Research Center Institute of Engineering - Polytechnic of Porto (ISEP/IPP) Porto, Portugal; E-mail address: {*micael, miguel.luz, nunomig*}@*isec.pt* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р И. Аврамов



# МЕЖДУЛАБОРАТОРНИ СРАВНЕНИЯ В ОБХВАТА НА КОНТРОЛА НА КАЧЕСТВОТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ Част 1

## Пламен Цветков, Георги Милушев, Весела Константинова, Иван Коджабашев, Николай Гуров, Владислав Славов

**Резюме:** В работата се разглеждат основните дейности при провеждане на изпитвания за пригодност на участници в междулабораторни сравнения на енергоанализатори, използвани за целите на контрола на качеството на електрическата енергия.

*Ключови думи:* енергоанализатор, качество на електрическата енергия, междулаборатторно сравнение, изпитване на пригодност

# INTERLABORATORY COMPARISONS IN THE RANGE OF ELECTRICAL ENERGY QUALITY CONTROL Part 1

# Plamen Tzvetkov, George Milushev, Vessela Konstantinova, Ivan Kodjabashev, Nikolay Gourov, Vladislav Slavov

**Abstract:** The subject of the present work are the main activities related with the Laboratory Proficiency Testing of participants in Interlaboratory comparisons of energy analisers, applied on the aims of Power Quality Inspections and Control.

*Keywords:* energyanalyser, electrical power quality, interlaboratory comparison, proficiency testing

# 1. КОНЦЕПЦИЯ ЗА МЕЖДУЛАБОРАТОРНИ СРАВНЕНИЯ НА ЕНЕРГОАНАЛИЗАТОРИ

Изпитванията на показателите за качеството на електрическата енергия се провежда от лаборатории, наричани още органи за контрол със специализирана апаратура – енергоанализатори по методите, указани в БДС EN 50160 "Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически системи" [1], който е основа и стана задължителен у нас с приетата "Методика за отчитане изпълнението на целевите показатели за качество на електрическата енергия и качество на обслужването от разпределителните предприятия и обществените доставчици" на ДКЕВР от 2010 г. [6]. За установяване на доверие в резултатите от изпитванията на отделните лаборатории и органи, които извършват изпитвания, измервания и контрол с посочените енергоанализатори от съществено значение има провеждането на изпитването за пригодност.

Изпитването за пригодност представлява оценяване на резултатите от измерванията (оценките на параметрите на качеството на електрическата енергия) на всеки участник спрямо предварително установени критерии чрез средствата на междулабораторните сравнения. Тази дейност се провежда съгласно международния стандарт EN ISO/IEC 17043 "Conformity assessment – General requirements for proficiency testing" [2]. В стандарта са представени числени критерии за оценяване на резултатите от изпитвания за пригодност.

В случай, когато изпитванията за пригодност служат и за целите на акредитацията на органи за оценяване на съответствието, например акредитирани органи за контрол, е необходимо да се вземе под внимание процедурата на ИА БСА – BAS QR 18 "Процедура за провеждане на междулабораторни сравнения и изпитвания за пригодност".

# 2. ОСНОВНИ ДЕЙНОСТИ ПРИ ИЗПИТВАНИЯТА ЗА ПРИГОДНОСТ НА УЧАСТНИЦИТЕ ЧРЕЗ ПРОВЕЖДАНЕ НА МЕЖДУЛАБОРАТОРНИ СРАВНЕНИЯ НА ЕНЕРГОАНАЛИЗАТОРИ

Тъй като тематиката е специализирана е уместно предварително да се дефинират някои термини и определения:

*Изпитване за пригодност* – оценяване на изпълнението на участника спрямо предварително установени критерии чрез средствата на междулабораторните сравнения.

*Доставчик на изпитване за пригодност* – организация, която носи отговорността за всички задачи при разработването и действието на една схема за изпитване на пригодност.

*Схема за изпитване на пригодност* – изпитване за пригодност, което е предназначено и действа при един или повече цикъла в определена област на изпитване, измерване, калибриране или контрол.

*Приписана стойност* – приписаната стойност на конкретно свойство на обект на изпитване на пригодност.

В съответствие със стандарта EN ISO/IEC 17043 и установената практика при провеждане на изпитванията за пригодност на участниците в схемата чрез сравнения на резултатите от измерванията на енергоанализатори, с които те разполагат трябва да включва следните основни етапи по тази дейност [3,4]:

# 2.1. Определяне на доставчик на схемата за провеждане на изпитване на

пригодност чрез междулабораторни сравнения на енергоанализатори Доставчикът на схемата за провеждането на изпитване за пригодност чрез междулабораторни сравнения трябва да бъде организация, която може да носи отговорността за всички задачи при разработването и действието на една схема. Тя трябва да разполага с персонал с доказана компетентност относно провеждането на схемата за изпитване на пригодност чрез междулабораторни измервания, а също и относно измерванията на параметрите на качеството на електрическата енергия. Организацията-доставчик трябва да има възможност за използване на експертни мнения, становища, съвети за конкретния тип обект на изпитване за пригодност – енергоанализатори. Доставчикът трябва за разполага с технически средства, необходими за провеждане на изпитването, а също и с методология (методика) за провеждане на изпитването за пригодност и за контрол на условията, включително на местата за провеждане на експерименталната част. Определянето на доставчик на схемата за провеждането на изпитването за пригодност чрез междулабораторни сравнения на енергоанализатори е задължително. Доставчикът определя вида, съдържанието и изискванията за схемата за изпитване на пригодност.

В практиката се използват различни видове схеми за изпитване на пригодност, описани в стандарта EN ISO/IEC 17043, например кръгови, лъчеви, схеми с частично изпълнение на процес, проби с разделена проба и др.. Едни от най-разпространениете и подходящи за сравняване на резултати от изпитвания и измервания, както и на резултати от калибриране на средства за измерване са следните две схеми за междулабораторни сравнения:

- лъчева схема лъчеви междулабораторни сравнения, при които обектите се разпространяват за изпитване/измерване едновременно до всички участници, като обектът предварително е бил изпитан от референтната лаборатория. при която резултатите от изпитванията на един и същ обект в отделните организации, извършващи измерванията, се сравняват и оценяват с резултатите от изпитванията на същия обект от организация, избрана да бъде референтна.
- кръгова схема междулабораторни сравнения, при които обекта за изпитване/измерване последователно се изпитва/измерва от участващите лаборатории, като обикновено се започва и се приключва с рефрентната лаборатория.

За целите на междулабораторните сравнения на енергоанализатори се предлага да те се извършват чрез сравнителни измервания на параметрите на качеството на електрическата енергия, получени от енергоанализатори по една и съща методика, при определени условия и при избрани критерии за оценяване съгласно EN ISO/IEC 17043. Предвид спецификата на обекта на измерване (различните параметри на електрическата мрежа) е необходимо едновременното (паралелното) измерване на съответния параметър с енергоанализаторите. Този факт определя избора на схемата с лъчеви сравнения [3]. Референтният енергоанализатор се избира предварително на база на доказани метрологични свойства, вземайки под внимание и неговата стабилност във времето. При тази схема резултатите от едновременните измервания на референтния енергоанализатор и енергоанализатор и енергоанализатор и енергоанализатор и на участниците в сравнението се сравняват и оценяват.

В предвид възможностите на национално ниво са възможни поренциално два доставчика на схемата за пригодност [3]:

• ГД "НЦМ" – БИМ, лаборатория "Електроенергийни измервания"

• акредитиран орган за оценяване на съответствието от ИА "БСА".

# 2.2. Планиране на междулабораторните сравнения на енергоанализатори Планирането обхваща мерки по определяне на началните изисквания за:

- идентифицирането на доставчика и подизпълнителите (ако има такива);
- критериите за участие;
- броят и вида на участниците в схемата за междулабораторните сравнения;
- изборът на измерваните величини или характеристики;
- информацията, която участниците трябва да посочат, измерят, изпитват при изпълнение на междулабораторните сравнения;
- описанието на обхвата на стойностите или характеристиките, или и двете, които се очакват при междулабораторните сравнения;
- главните потенциални източници на грешки, при междулабораторните сравнения;
- изискванията към обектите на изпитването за пригодност енергоанализаторите;
- описанието на информацията, която трябва да се предостави на участниците, графикът за различните етапи на схемата за междулабораторните сравнения;
- времевият график, информацията за методите или процедурите за извършване на измерванията;
- изискванията и формата на докладване на резултатите от измерванията;
- описанието на статистическия анализ;
- метрологичната проследимост и неопределеността;
- критериите за оценяване на изпълнението на участниците;
- информацията за крайния доклад, време, изисквания, заключения, публичност, правила;
- мерките и действията, които се предприемат в случай на дефектиране на обектите на изпитването за пригодност.

# 2.3. Подготовка на обектите за изпитване на пригодност

Енергоанализаторите, участващи в схемата на междулабораторните сравнения, трябва да се подготвят съгласно техническата им документация. В случаите, когато предварително е известно, че при енергоанализаторите и/или при измерванията има нестабилност, тя трябва да се определи количествено. Нестабилността може да се разглежда като допълнителен компонент на неопределеността на измерване, принадлежаща към приписаната стойност на обекта за изпитване на пригодност и/или да се вземе под внимание в критериите за оценяване.Всички енергоанализатори трябва да бъдат калибрирани и да имат осигурена метрологична проследимост.

Калибрирането на референтния енергоанализатор трябва да се осъществи от лаборатория, отговаряща на международните и национални изисквания за метрологична проследимост, например БИМ за параметри, за които има признати възможности за калибриране и измерване в базата данни на Международното бюро за мерки и теглилки [3-5].

# 2.4. Изготвяне на статистически проект

При изготвянето на статистическия проект трябва предварително да се определят:

- характеристиките като повторяемост и неопределеност на измерване, изисквана или очаквана за всяка измервана величина или характеристика;
- минималният брой на енергоанализаторите в схемата за междулабораторните сравнения, които са необходими, за да се изпълнят целите на статистическия проект;
- практическото значение на значещите цифри за докладвания резултат, включително и броят на десетичните знаци;
- броят на енергоанализаторите, с които ще се измерва и броят на измерванията за всеки от параметрите на качеството на електрическата енергия;
- процедурите за оценяване на резултата от измерванията и неговата неопределеност;
- процедурите, които ще се използват за определяне и обработване на изключенията – грубите грешки и систематическите отмествания.

# 2.5. Определяне на приписани стойности на измерваните параметри

Схемата за изпитване за пригодност на участващите организации чрез междулабораторните сравнения трябва да има определени приписани стойности за изследвания обект с осигурена метрологична проследимост и неопределеност на измерване за всеки един от измерваните параметри. Приписаните референтни стойности се осигуряват от избрания референтен енергоанализатор. Възможно е да се дадат и като средноаритметични стойности за всеки параметър на основа на резултатите от измерванията на всички участници.

Обявяването на приписаните стойности трябва да бъде по такъв начин, че да не повлиява предварително на данните от измерванията на свойствата на обекта от останалите участници в схемата.

В конкретния случай при междулабораторните сравнения на енергоанализатори препоръчително е приписаните (референтните) стойности да се предоставят от технически средства, апаратура, която е калибрирана от ГД "НЦМ", за величини, за които имат призната способност за калибриране и измерване (СМС) на международно ниво [3]. Техническото средство, с което се осигуряват референтните стойности, трябва да е с установена стабилност и с метрологични характеристики, подходящи за адекватно и точно определяне на свойствата на обекта.

# 2.6. Обявяване на методите за измерване/изпитване

Доставчикът обявява методите за измерване/изпитване, които ще се прилагат в схемата за изпитване на пригодност чрез междулабораторните сравнение чрез конкретно позоваване на стандарти или процедури, конкретни инструкции за работа, транспорт и др. Всички нестандартизирани методи/процедури и софтуер трябва предварително да се валидират, преди използването им.

В конкретния случай при междулабораторните сравнения на енергоанализатори трябва да се използват методите за контрол и оценка на параметрите на качеството на електрическата енергия, указани в БДС EN 50160.

# 2.7. Провеждане на измервания с обектите за изпитване на пригодност – енергоанализаторите

Измерването на параметрите на качеството на електрическата енергия с изпитваните енергоанализатори трябва да се извършва по посочената схема за междулабораторните сравнения и в съответствие с утвърдения график за всеки участник. Всеки участник провежда измерванията си едновременно с референтния енергоанализатор за съответния параметър, необходим за оценка на качеството на електрическата енергия. Последователността на операциите, броят, продължителността и условията на измерванията са посочени в БДС ЕN 50160 и в съответната методика.

Всички записи – първични и други трябва да се съхраняват.

#### 2.8. Анализ на резултатите от междулабораторните сравнения

Получените резултатите от всеки енергоанализатор за всеки измерван параметър се записват и обработват в съответствие с указаната процедура в статистическия проект. За резултати, отклоняващи се от номиналните стойности се дават критерии за тяхното идентифициране и указания за процедиране с тях.

Доставчикът трябва да предостави коментар за:

- общото представяне по отношение на предварителните очаквания, вземайки под внимание неопределеностите на измерване;
- дисперсията на резултатите от измерванията на всеки участник и между участниците, а също и за дисперсията между методите и процедури, ако има различия;
- възможните източници за отклоняващи се резултати и предложения за тяхното отстраняване или намаляване;
- съвет и препоръки към участниците за възможно подобряване на процедурите на участниците;
- факторите, които могат да опорочат оценяването на резултатите;
- други предложения, препоръки или общ коментар и заключения.

#### 2.9. Изготвяне на доклад от междулабораторните сравнения

В доклада от междулабораторните сравнения трябва да се дадат:

- идентификацията, информационните данни за доставчика и договора, степента на конфиденциалност;
- ясното описание на използваните обекти в междулабораторните сравнения (енергоанализаторите), включвайки необходимите подробности за тяхната подготовка и оценяването на стабилността;
- резултатите на участниците;
- статистическите данни и обобщенията, включвайки приписаната стойност и обхвата на приемливите резултати и графичното представяне;
- процедурата за установяване на приписаната стойност;
- подробностите за метрологичната проследимост и неопределеността на измерване на приписаната стойност;
- използваните процедури и критериите за оценяване на резултатите от междулабораторните сравнения;

- приписаните стойности и обобщените статистики за методите/процедурите за измерване/изпитване, използвани от всички участници;
- коментарите за изпълнението на участниците;
- процедурите, използвани за статистически анализ на данните;
- коментарите или препоръките, основани на изходните данни от междулабораторните сравнения.

Докладът са изготвя съгласно графика. Докладът както и договорът трябва да посочват до кого ще се разпространява доклада.

## 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Области, като разгледания контрол на качеството на електрическата енергия изискват сложни апаратни и организационни комплекси за осигуряване на повтаряемост и достоверност на резултатите от измерванията. Това налага тази дейност да бъде периодично и представително доказвана на базата на междулабораторни сравнения и изпитвания на пригодност.

Разгледаните етапи от дейността по провеждане на междулабораторните сравнения на енергоанализатори при провеждане на изпитвания за пригодност на лабораториите участници са гаранция за установяване на доверие в резултатите от изпитванията на отделните органи, извършващи изпитвания, измервания и контрол с посочената специализирана апаратура.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Стандарт БДС EN 50160 "Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически системи"

[2] Стандарт EN ISO/IEC 17043 "Conformity assessment – General requirements for proficiency testing"

[3] Научен отчет за извършената работата през втори етап на проект № ВУ-ЕЕС-302/07 на тема: РАЗРАБОТВАНЕ НА МЕТРОЛОГИЧНО ПОТ-ВЪРДЕНА, АДАПТИВНА ПРОЦЕДУРА ЗА ОЦЕНКА И КОНТРОЛ НА КА-ЧЕСТВОТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ С ЦЕЛ ЗАЩИТА ИНТЕРЕ-СИТЕ НА ПОТРЕБИТЕЛИТЕ, с.136.

[4] Цветков П., *Метрологично осигуряване на контрола на качеството на електрическата енергия*, Херон прес, С., 2011, с.128.

[5] Василев В., Г. Милушев, П. Цветков, Н. Гуров, *Контрол на качеството на електрическата енергия. Апаратура и калибриране.* Енергиен форум, 23-26 юни 2010 г., Варна.

[6] "Методика за отчитане изпълнението на целевите показатели за качество на електрическата енергия и качество на обслужването от разпределителните предприятия и обществените доставчици" на ДКЕВР от 2010 г.

Автори: Пламен Цветков, проф. д-р – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: tzvetkov@tu-sofia.bg*; Георги Милушев, доц. д-р – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: gm@tu-sofia.bg*; Весела Константинова, д-р маг.физ., *email: vrkonstantinova@hotmail.com*, Иван Коджабашев, доц. д-р, *email: kodjabashev@tu-sofia.bg*, Николай Гуров, гл. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, т. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: nrg@tu-sofia.bg*, Владислав Славов, гл. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: vladi\_s@abv.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Доц. д-р В. Иванчева



# МЕЖДУЛАБОРАТОРНИ СРАВНЕНИЯ В ОБХВАТА НА КОНТРОЛА НА КАЧЕСТВОТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ Част 2

## Пламен Цветков, Георги Милушев, Весела Константинова, Иван Коджабашев, Николай Гуров, Владислав Славов

**Резюме:** В работата са представени метод и структура на алгоритъм, използвани при избора на критерий за оценяване на резултатите от измервания, както и обработката и оценяването им за целите на междулабораторни сравнявания на енергоанализатори. Представени са данни от проведени изпитвания на реален обект.

*Ключови думи:* енергоанализатор, качество на електрическата енергия, междулаборатторно сравнение, изпитване на пригодност

#### INTERLABORATORY COMPARISONS IN THE RANGE OF ELECTRICAL ENERGY QUALITY CONTROL Part 2

## Plamen Tzvetkov, George Milushev, Vessela Konstantinova, Ivan Kodjabashev, Nikolay Gourov, Vladislav Slavov

**Abstract:** The present work present a method and a structure of algorithm, applied on the choice of a criteria for measurement results assessment, as well as the treatment and the assessment of the results on the aim of interlaboratory comparisons of energy analisers. Data from implemented test are presented.

*Keywords:* energyanalyser, electrical power quality, interlaboratory comparison, proficiency testing

# 1. ИЗБОР НА КРИТЕРИЙ ЗА ОЦЕНЯВАНЕ НА РЕЗУЛТАТИТЕ ОТ ИЗМЕРВАНИЯТА В МЕЖДУЛАБОРАТОРНИ СРАВНЯВАНИЯ

За целите на междулабораторните сравнения на енергоанализатори се използва международния стандарт EN ISO/IEC 17043 "Conformity assessment – General requirements for proficiency testing", в който е предложен критерий  $E_N$ , показващ степента на еквивалентност (съпоставимост) на резултатите от измерванията на енергоанализатор на съответния участник (лаборатория, орган за контрол и т.н.) в междулабораторните сравнения с тези на избрания референтен енергоанализатор [5].

Критерият  $E_N$  се изчислява по формулата:

$$E_N = \frac{x_{lab} - x_{ref}}{\sqrt{\left(U_{lab}^2 + U_{ref}^2\right)}} \tag{1}$$

където  $x_{ref}$  е резултат от измерванията на избраното техническо средство, предоставящо референтната стойност,  $x_{lab}$  – резултат от измерванията на участник в сравненията,  $U_{lab}$  – неопределеност на резултатите на участника,  $U_{ref}$  – неопределеност на приписаната (референтната) стойност.

При  $E_N \leq 1$  се обявява, че резултатите от измерванията са удовлетворителни, а при  $E_N > 1$  се обявява незадоволителна еквивалентност на резултатите от измерванията и са необходими действия от участника.

За оценяване на междулабораторните сравнения на енергоанализаторите е необходимо да се получат за всеки участник оценките  $E_N$  на основа на данните от сравненията и измерванията, като за съответните параметри/величини се дава разширената неопределеност, изчислена съгласно международните документи за изразяване и изчисляване на неопределеността при измерване.

За изчисляването на коефициента  $E_N$  е необходимо да се получат за всяка лаборатория оценките на резултатите и техните разширени неопределености за съответната измервана величина от изпитвания и референтния енергоанализатор.

#### 2. СТАТИТИЧЕСКИ ПРОЕКТ – ПРЕДЛОЖЕНИЕ ЗА ОБРАБОТКА НА РЕЗУЛТАТИТЕ ОТ МЕЖДУЛАБОРАТОРНИТЕ СРАВНЕНИЯ НА ЕНЕРГОАНАЛИЗАТОРИ

При обработката на резултати от изпитвания на енергоанализатори се изисква изпълнението на следните етапи:

- 1. Получаване на статистически данни чрез извършване на измервания на всеки параметър на качеството на електрическата енергия.
- 2. Проверка при съмнение за наличие на груби грешки в резултатите от измерванията.
- 3. Проверка при съмнение за наличие на систематично отместване в резултатите от измерванията.
- 4. Оценяване на резултатите от измерванията и тяхната неопределеност при изпитване на енергоанализаторите.
- 5. Представяне на резултатите от междулабораторните сравнения на енергоанализаторите.
- 6. Анализ на резултатите от междулабораторните сравнения на енергоанализаторите.

# 3. МЕТОД И АЛГОРИТЪМ ЗА ОЦЕНЯВАНЕ НА РЕЗУЛТАТА ОТ ИЗМЕРВАНИЯТА И НЕГОВАТА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА КАЧЕСТВОТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ

Изчисляването на резултатите от измерванията и тяхната неопределеност при изпитванията на енергоанлизаторите, участващи в междулабораторните сравнения се извършва в съответствие с [1-4].

# 3.1. Обобщен алгоритъм за оценяване на резултата от измерването и неговата неопределеност

Алгоритъмът се изпълнява в следната последователност [5];

- 1. Определяне и изразяване на функцията на модела на измерване;
- 2. Определяне на оценките на входните величини;
- 3. Определяне на средноквадратичната (стандартна) неопределеност на всички входни величини от модела;
- 4. Определяне на комбинираната средноквадратична неопределеност;
- 5. Определяне на разширената неопределеност U;
- 6. Пълно представяне на резултата от измерването.

#### 3.2. Определяне и изразяване на функцията на модела на измерване

В общ вид функцията на измерване за всички параметри на качеството на електрическата енергия се представя чрез формулата

$$X = f(X_1, X_2, X_3)$$
 или  $X = \sum_{i=1}^{3} X_i = X_1 + X_2 + X_3,$  (2)

където X е изходната величина;  $X_i$  са входните величини,  $X_1$  е измерваната величина,  $X_2$  – поправката на енергоанализатора за измерваната величина,  $X_3$  – поправката от разделителната способност на енергоанализатора.

За различните параметри на качеството трябва да се разработят отделни, конкретни функции на измерване, като за всяка една от тях се укажат източниците на неопределеност, освен разделителната способност.

#### 3.3. Оценяване на входните величини

Оценката  $x_1$  на измерваната величина  $X_1$  се извършва на базата на статистически анализ на n брой измервания и се представя чрез тяхната средноаритметична стойност

$$x_1 = \bar{x} = \frac{\sum_{j=1}^{n} x_{1j}}{n},$$
(3)

където  $x_{1j}$  е текущото измерване за j = 1, 2, 3, ..., n.

Оценката  $x_2$  на поправката на енергоанализатора за измерваната величина  $X_2$  се взема от свидетелството за калибриране на енергоанализатора за измерената стойност.

Оценката  $x_3$  на поправката от разделителната способност на енергоанализатора  $X_3$  се приема за нула, тъй като разделителната способност е равномерно разпределена величина в границите на най-младшия разряд на енергоанализатора.

# 3.4. Оценяване на изходната величина X

Оценката *x* на изходната (поправената и измерена) величина *X* се определя чрез формулата за модела на измерване и оценките на входните величини

$$x = \sum_{i=1}^{3} x_i = x_1 + x_2 + x_3 \tag{4}$$

# 3.5. Определяне на средноквадратичната неопределеност

# на входните величини $u(x_1)$

Средноквадратичната неопределеност на измерваната величина  $u(x_1)$  се определя по формулата

$$u(x_1) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n} (x_{1j} - \bar{x})^2}{n(n-1)}},$$
(5)

където  $x_{1j}$  е текущото измерване за j = 1, 2, 3, ..., n, а  $\overline{x}$  – средноаритметичната стойност на резултатите от измерванията.

Средноквадратичната неопределеност на поправката на енергоанализатора за измерваната величина  $u(x_2)$  се определя по формулата

$$u(x_2) = \frac{U}{k},\tag{6}$$

където U е разширената неопределеност за поправката на енергоанализатора за измерваната величина, взета от свидетелството за калибриране за съответната измерена стойност, k е коефициентът на покриване.

Средноквадратичната неопределеност на поправката от разделителната способност на енергоанализатора  $u(x_3)$  се определя по формулата

$$u(x_3) = \frac{a}{2\sqrt{3}},\tag{7}$$

където а е стойността на най-младшия разряд на енергоанализатора.

#### 3.6. Определяне на комбинираната средноквадратична

# неопределеност $U_C(x)$

Комбинираната средноквадратична неопределеност  $u_C(y)$  при некорелирани входните величини се определя от израза

$$u_{C}(x) = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} u_{i}^{2}(x)}$$
(8)

където  $u_i(x)$  са приносите за i = 1, 2, 3, ..., N, свързани с входните оценки  $x_i$ .

$$u_i(x) = C_i u(x_i)$$
 или  $u_C() = \sqrt{\sum_{i=1}^N C_i^2 u_i^2(x_i)},$  (9)

където  $C_i$  са коефициенти на чувствителност, определени по формулите

$$C_1 = \frac{df(X_1, X_2, X_3)}{dX_1}, \quad C_2 = \frac{df(X_1, X_2, X_3)}{dX_2} \quad \text{if} \quad C_3 = \frac{df(X_1, X_2, X_3)}{dX_3}.$$

За линеен модел на измерване от вида (2) коефициенти на чувствителност са

$$C_1 = C_2 = C_3 = 1 \tag{10}$$

# 3.7. Определяне на разширената средноквадратична неопределеност U

Разширената средноквадратична неопределеност U се определя чрез израза:

$$U = k u_C(x), \tag{11}$$

където k е коефициент на покриване, свързан с определено ниво на достоверност (вероятност на покриване) p[%] на интервала за резултата от измерване. При  $p \approx 95\%$  k = 2.

#### 3.8. Пълно представяне на резултата от измерването

Пълният резултат от измерването следва да съдържа освен оценката *x* на измерваната (поправената) величина и разширената неопределеност *U*. За разширената неопределеност задължително трябва да се посочи стойността на коефициента на покриване *k*.

#### 4. АЛГОРИТЪМ И СОФТУЕР ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА КОЕФИЦИЕНТА НА ЕФЕКТИВНОСТ И РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗМЕРВАНЕ НА ПАРАМЕТ-РИТЕ ФАЗОВО НАПРЕЖЕНИЕ И ЧЕСТОТА НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА МРЕЖА

На фиг.1 е показана блок диаграмата описваща алгоритъма на работа на програмата за обработка на резултатите и изчисляване на коефициента на ефективност  $E_N$  по (1) [5].

Програмата е създадена в средата на LabVIEW. Входни параметри са измервателната информация и набор от стойности отнасящи се към точността на уредите взети от ръководствата за използване. Условно работата на програмата може да бъде разделена на 3 етапа:

- преобразуване на измервателната информация от уредите в подходящ за обработка в средата на LabVIEW;
- изчисляване на оценките на неопределеността;
- изчисляване на коефициента на ефективност и генериране на доклад.

На изхода си програмата генерира анализ на резултата от неравенството  $E_N \leq 1$ . Този резултат, освен че се визуализира на предния панел на програмата

(фиг.2), може да бъде получен в генериран файл във формат .xls. На фиг.3 е представена хоризонталната-иерархична структура на програмата.



**Фиг.1.** Блок-диаграма на алгоритъма за изчисляване на  $E_N$ 

#### 4.1. Описание на алгоритъма на работа на програмата

Измервателните енергоанализаторите (референтния и изследвания) генерират набор от данни в определен формат, който трябва да бъде преобразуван в масив от стойности, който от своя страна подлежат на обработка от програмата [5]. Първата стъпка е намиране на средните стойности на трите фазови напрежения (за трите фази) и мрежовата честота на захранващото напрежение на обекта, получени от всеки един от енергоанализаторите съгласно (3). След извършване на

тази операция програмата изисква от потребителя в диалогов режим да се въведат някои параметри необходими за изчисленията и налични в документацията на уредите – поправката, разширената неопределеност и най-младшия разряд, които данни се използват съгласно (5), (6) и (7). Стойностите на тези параметри се въвеждат за напреженията на трите фази и мрежовата честота. Резултът от този етап на програмата е изчисляване на разширената квадратична неопределеност, която се определя по (11). За изчисляване на стойността на критерия  $E_N$ програмата използва (1). Стойностите на тези пет характеристики (коефициент на ефективност, модел на измерваната величина за еталонния и изпитвания на прогодност енергоанализатори, оценка на комбинираната неопределеност за двата енергоанализатора) се визуализират на предния панел на програмата (фиг.2). За улеснение са направени и индикатори, които показват дали стойността на Е<sub>N</sub> по даден параметър е по-малка, или равна или по-голяма от единица, което е критерий за преминаване на параметъра на междулабораторно сравнение. В допълнение програмата генерира и файл (.xls) със стойностите на тези величини и съпоставимостта на стойността на  $E_N$  с единица.

Edit V	iew Project Operate To	ols Window Help ation Font 🔍 🚛 🖚	• 🖷 • • •		2
	V1	V2	V3	f	
÷)o	0,569153	0,346521	0,492538	0,627018	
÷)0	ACCEPTED	ACCEPTED	ACCEPTED	ACCEPTED	En
<u>/</u> 0	235,351	235,297	234,956	49,986	×
<i>(</i> )	234,986	235,09	234,659	50,0045	xre
	0,600093	0,570893	0,573433	0,0290619	U(x
	0.227073	0 174828	0 182846	0.00511097	U(xre

**Фиг.2.** Преден панел на програмата за изчисляване на  $E_N$ 



Фиг.3. Хоризонтална йерархична структура на програмата

En	ACCEPT?	Ylab	Yref	U(Ylab)	U(Yref)
0,569153	ACCEPTABLE	235,3509	234,9857	0,600093	0,227073
0,346521	ACCEPTABLE	235,2973	235,0904	0,570893	0,174828
0,492538	ACCEPTABLE	234,9557	234,6592	0,573433	0,182846
0,627018	ACCEPTABLE	49,98596	50,00447	0,029062	0,00512

Генериран xls файл от програмата

#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Междулабораторните сравнения са основен елемент при изпитването на пригодност, което от своя страна е определящ фактор за доказването на компетентност на органите за оценка на съответствието, каквито са органите за контрол на електрическата енергия. Респективно, третирането на резултатите от междулабораторните сравнения определя представителността на сравненията. Поради многообразието и обема на данните събирани и анализирани при този тип контрол, се налага автоматизация на процеса на събиране и обработка на данните. Такава реализация е тествана и приложена за изследователските цели на проект за създаване на методична процедура за контрол на качеството на електрическата енергия.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM), BIPM, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, 0IML, Ist edition, 1993 – EAL.

[2] EA 4/02. Expression of Uncertainty of Measurement in Calibration.

[3] EA 4/16 EA. Guideline on the expression of uncertainty in quantitative testing.

[4] Хр. Радев, В. Богев. *Неопределеност на резултата от измерването*, Софттрейд, С., 2001.

[5] Научен отчет за извършената работата през втори етап на проект № ВУ-ЕЕС-302/07 на тема: Разработване на метрологично потвърдена, адаптивна процедура за оценка и контрол на качеството на електрическата енергия с цел защита интересите на потребителите, с.136

Автори: Пламен Цветков, проф. д-р – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: tzvetkov@tu-sofia.bg*; Георги Милушев, доц. д-р – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: gm@tu-sofia.bg* ; Весела Константинова, д-р маг.физ., *email: vrkonstantinova@hotmail.com*, Иван Коджабашев, доц. д-р, *email: kodjabashev@tu-sofia.bg*, Николай Русев, гл. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: nrg@tu-sofia.bg*, Владислав Славов, гл. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: vrkonstantinova@hotmail.com*, София, *email: nrg@tu-sofia.bg*, Владислав Славов, гл. ас. – катедра Електроизмервателна техника, Технически университет – София, *email: vladi\_s@abv.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Доц. д-р В. Иванчева



# НЕВРОННА МРЕЖА ЗА ПРЕДСКАЗВАНЕ НА РАЗВИТИЕТО НА ПУКНАТИНИ, ИЗПОЛЗВАЩА БАЗИ ДАННИ ОТ ИЗМЕРЕВАНИЯ С ТЕНЗОРЕЗИСТОРИ

# Веселка Иванчева, Радостина Петрова, Силвия Качулкова, Божидар Джуджев

**Резюме:** В статията са разгледани тензорезистори и приложението им за измерване на малки разстояния от порядъка на части от тт. Предложен е приложен модел за използване на невронни мрежи при измерване на малки разстояния и предсказване на резултатите.

Ключови думи: тензорезистор, невронни мрежи, малки премествания

# NEURAL NETWORKS FOR FORECASTING CRACKS SPREAD USING STRAIN GAUGES' DATA

## Veselka Ivancheva, Radostina Petrova, Bozhidar Dzhudzhev, Silvia Kachulkova

*Abstract:* The article describes different types of strain gauges and their application for measuring displacements not larger than a part of millimeters. Neural network for forecast of cracks spread, relying on some strain gauges' data, is proposed. *Keywords:* strain gauge, neural networks, small displacements

# 1. ТЕНЗОРЕЗИСТОРНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ (ТЕНЗОРЕЗИСТОРИ)

Тензосъпротивителният принцип [1,4] на преобразуване се основава на изменението на активното електрическо съпротивление на еластичен (метален) проводник или полупроводник при изменение на механичното напрежение, респективно на деформациите в него, предизвикани от действието на някаква физикомеханична величина от силов тип – сила, момент, налягане и пр. При това изменението на електрическото съпротивление на проводниците от метали и метални сплави се дължи най-вече на изменението на геометричните им размери, а на полупроводниците – на изменение на специфичното им съпротивление при деформация. Това явление е известно като тензоефект. Основен преобразуващ елемент в тензорезисторните преобразуватели е тензорезисторът.

Ако метален тензорезистор – проводник със специфично съпротивление  $\rho$ , дължина *l* и кръгло напречно сечение s, бъде подложен на натоварване по оста със сила *F* (фиг.1) в него възниква едномерно напрегнато състояние (чист опън или натиск), и се променят неговите дължина *l*, напречното му сечение s и специфичното съпротивление  $\rho$ . В границите на еластичната област тези изменения са пропорционални на приложената сила *F*.



Фиг.1

В ненатоварено състояние електрическото съпротивление *R* на проводника е:

$$R = \rho \frac{l}{s} \tag{1}$$

След диференциране и заместване с крайни нараствания получаваме:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta s}{s}$$
(2)  
r.e.  
 $\varepsilon_{R} = \varepsilon_{\rho} + \varepsilon_{l} - \varepsilon_{s}$ (3)

където  $\varepsilon_R = \Delta R/R$ ;  $\varepsilon_\rho = \Delta \rho/\rho$ ;  $\varepsilon_l = \Delta l/l$ ;  $\varepsilon_s = \Delta s/s$  са относителните изменения съответно на електрическото съпротивление, специфичното съпротивление, дължината и напречното сечение на проводника.

В областта на еластичните деформации в условията на едномерно напрегнато състояние напречната деформация  $\varepsilon_r$  е свързана с надлъжната  $\varepsilon_l$  чрез коефициента на Поасон  $\mu$ , т.е.

$$\varepsilon_r = -\mu\varepsilon_l \tag{4}$$

Тогава относителното изменение на съпротивлението ще бъде:

$$\varepsilon_{R} = \varepsilon_{\rho} + \varepsilon_{l} . (1 + 2\mu).$$

Отношението

$$k = \frac{\varepsilon_{R}}{\varepsilon_{l}} = \frac{\varepsilon_{\rho}}{\varepsilon_{l}} + (1 + 2\mu)$$

се нарича коефициент на тензочувствителност. Той е по-голям от единица и зависи от свойствата на материала на тензорезистора и способността му да променя дължината, сечението и относителното си съпротивление при механично натоварване.

В зависимост от материала от който се изработват, тензорезисторите се делят на метални и полупроводникови.

При металните тензорезистори коефициентът на тензочувствителност е в границите 0,8÷3,6. За константан, манганин и нихром k=2; платина- волфрам k=2,7.....3,3; платина-сребро k=0,8...1,4; инвар k=3,6. В полупроводниковите тензорезистори се използва най-често силиций с *P* или *N* проводимост. Коефициентът на тензочувствителност не е постоянен и функцията на преобразуване е нелинейна.

В зависимост от вида на тензосъпротивителният проводник и технологията на изработване, металните тензорезистори се делят на две групи - жични и фолийни.

Жичният тензорезистор се състои от решетка от зигзагообразно навит тензочувствителен проводник с диаметър  $10 \div 15 \mu m$ , залепена между две електроизолационни подложки от хартия или пластмаса (фиг.2-а).



Дължината на решетката L (наричана база) се изработва в границите L=3-150 mm. Номиналното съпротивление на тензорезистора е от порядъка на R=30-600  $\Omega$ .

Фолийните тензорезистори (фиг.2-б) се изработват от тънък слой (фолио) тензочувствителен материал с дебелина 4-12  $\mu m$ . Решетката се получава чрез химическо разграждане на фолиото (ецване). Чрез нанасяне на тензочувствителния материал върху подложка във вакуумни изпарителни инсталации се постига дебелина на тензорезистора под 1  $\mu m$  и база 1mm. Тези технологии позволяват създаването на тензорезистори със специфична сложна форма на решетката (фиг.2-в).

Специалните тензорезистори могат да се използват за измерване напрежението при усукване на валове, за измерване деформациите на мембрани, за измерване разпределението на натиск върху повърхности с различна твърдост, за наблюдаване на конструкциите на сгради, мостове, тунели, за измерване на диаметрите на малки отвори, измерване на пукнатини в сгради и други.

Действителните характеристики на тензорезистора могат да се определят едва след залепване. За намаляване на грешките, предизвикани от качеството на залепване, се използват така наречените градуирани тензорезистори. При тях тензорезисторът се залепва върху метална пластина, която се закрепва чрез точкова заварка към измервания обект.

Основните характеристики на металните тензорезистори са обобщения коефициент на тензочувствителност (*К*-фактор), напречната чувствителност, хистерезиса, пълзенето на подложката и лепилото под товар и температурната грешка.

При последователно натоварване и разтоварване на тензорезистора се получава грешка от хистерезис, дължаща се на релаксационни явления в материала на подложката и лепилото.

При изменение на температурата се променя началното съпротивление на тензорезистора и коефициента на тензочувствителност. Това предизвиква адитивна и мултипликативна температурна грешка. Промяната на началното съпротивление на тензорезистора при изменение на температурата се дължи на промяна на специфичното съпротивление  $\rho$  на проводника при изменение на температурата и под действие на допълнителното механично напрежение появяващо се в тензорезистора вследствие разликата в коефициентите на линейно разширение на детайла, чиято деформация се измерва и тензорезистора.

Температурната грешка може да бъде намалена чрез подбиране на материала на тензочувствителния проводник. Пълната компенсация е невъзможна.

Друг начин за намаляване на температурната грешка е въвеждането на втори тензорезистор. Двата тензорезистора се намират при еднакви температурни условия. Първият тензорезистор реагира на деформацията на измервания обект и на температурната промяна, а втория реагира само на температурната промяна.

В *полупроводниковите тензорезистори* като тензочувствителен материал найчесто се използва силиций с дупчеста (P-Si) или електронна (N-Si) проводимост и по-рядко германий. Тензорезисторът представлява тънка лента от силиций или германий, изрязана в определено кристалографско направление.

Недостатък на полупроводниковите тензорезистори е температурната зависимост и нелинейната характеристика. Предимство е големият коефициент на тензочувствителност. Те са подходящи за измерване на малки деформации.

Както относителното удължение  $\Delta l/l$  (типични стойности  $\Delta l/l = 1.10^{-3} \partial o 1.10^{-6}$ ), така и относителното изменение на съпротивлението  $\Delta R/R$  са нищожни (части от процента) и затова при измерването им се използват високочувствителни електрически мостови схеми, в чиито рамене се включват един или повече тензорезистори.



Най-често използваната измервателна схема е четири раменния мост на Уитстон - фиг.3. В нея работният тензорезистор (залепен върху изследвания механичен детайл) е включен в едното рамо на моста.

Сигналите, които се получават от преобразувателите са много малки и често се налага те да бъдат усилени до стойност, подходяща за по-нататъшна обработка.

Обикновено за тази цел се използват операционните усилватели (ОУ). Когато датчикът е отдалечен от измервателната схема, често върху полезния сигнал се наслагват нежелани смущения. В тези случаи се използва диференциален усилвател, който ги потиска. За изследване на механичните напрежения в областта на еластичните деформации се използва схема със следния блоков вид- фиг.4:



ФИГ.4

## 2. АКТУАЛНОСТ И ЦЕЛ НА РАБОТАТА

Проблемът за своевременното коректно предсказване и наблюдение на появата и разпространението на пукнатини става все по-актуален в контекста на завишаване на изискванията за качество и безопасност на системите и конструкциите. Авторите са насочили своето внимание към анализа и предсказването на възникнали пукнатини в строителните и машиностроителни конструкции, в отоплителните и преносни инсталации и др.

Създадена е невронна мрежа (HM), която използва богата база от експериментални данни, за предсказване на широчината на наблюдаваната пукнатина. За съжаление, крайният обучен и верифициран модел не цели и няма възможност да направи окончателно заключение за степента на риск свързана с появата и разпространението на конкретна пукнатина.

# 3. ОПИСАНИЕ НА СЪЗДАДЕНАТА НЕВРОННА МРЕЖА

За постигане на крайната дефинирана цел са направени редица измервания на съществуващи пукнатини чрез използване на тензорезистори поставени върху двете стени на пукнатината (фиг.5). Търсена е еднозначна зависимост между показанията на използваната измервателна апаратура и широчината на пукнатината. На този етап параметърът време, както и някои от материалните характеристики, влияещи върху образуването на пукнатини и разпространението на пукнатини не са отчетени в изследването в явен вид.



Фиг.5

Създаден е компютърен модул в средата MatLab. Той използва и специални команди, характерни за пакета за работа с невронни мрежи NeuralNetworks към MatLab [6,7,8]. Структурна схема на създадената невронна мрежа е показана на фиг.6.





Като входни данни (input) се въвеждат измерените напрежения на изходите на тензорезистора в mV. Като краен резултат (target) се получава текущата стойност на широчината на пукнатината в mm.

Създадената невронна мрежа е с 10 скрити слоя. За обучение на HM са използвани 72% от експерименталните данни, за нейното тестване – 14%, а за верифициране на нейната надежност останалите 14%.

На фиг.7 са показани резултати от обучението и верификацията на създадената невронна мрежа. Тъй като зависимостта между входа и целевия резултат е близка до линейната, обучението на мрежата протича сравнително бързо (в 18 цикъла) при достигната средна квадратична грешка равна на 8.8е-5. Нулева стойност за средната квадратична грешка означава, че НМ работи със 100% надеждност.



#### 4. ПОСЛЕДВАЩ АНАЛИЗ И РАБОТА НА СЪЗДАДЕНАТА НМ

Чрез създаване на HM се цели да бъде прескочен етапа на тестване за всяка група измервания с цел определяне степенната на достоверност на експериментално получаваните данни. Не се налага да се проверява и изчислява многократно коефициента на точност за използваната апаратура при измерване на широчината на всяка нова пукнатина. НМ индиректно определя тези параметри използвайки информацията от многобройните резултати, въведени при нейното създаване.



На фиг.8 е показан пример решен със създадения модел на НМ. Въведени са 11 измерени стойности на напрежението, а мрежата е изчислила 11 съответни широчини на наблюдаваната пукнатина.

# 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ПЛАНОВЕ ЗА БЪДЕЩА РАБОТА В ОБЛАСТТА

С горе представената разработка авторите изразяват своя интерес и желание за работа в две неразривно свързани области в контекста на изучаваната тематика, а именно: измерването на неелектрични величини с тензорезистори и анализа и предсказването на разпространението на пукнатини в различни конструкции.

Крайната цел е създаване на система за предсказване на разпространението на пукнатини в различни среди, като се отчитат фактори като вид на натоварването (статично или динамично), характеристики и свойства на материала, условия на работа на елемента и др. В заключение се предвижда софтуерът да дава оценка за опасността от разпространение на пукнатината на фона на якостния и деформационен резерв на обследваната конструкция.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Ernest O., Doebelin Measurement Systems: Application and Design 5th ed. (McGraw-Hill Series in Mechanical and Industrial Engineering), 2004.
- [2]. F. Hild, S. Roux, Digital Image Correlation: Displacement Measurement, 2006.
- [3]. James H., Strain gauge measurement, 2010.
- [4]. Колев, Н., А. Лазаров и др., Електрически измервания, ТУ-София, 1999.
- [5]. Measurement Systems: Application and Design 5-th ed. (McGraw-Hill Series in Mechanical and Industrial Engineering), Author: Ernest O. Doebelin, 2004.
- [6]. Beale M., M. Hagan and H. Demuth, Neural Network Toolbox<sup>TM</sup> 7, User's Guide. www. mathworks.com, 2010.
- [7]. Hagan M., H. Demuth, M. Beale, Neural Network Design, 2002.
- [8]. Haykin S., Neural Networks: A Comprehensive Foundation. Prentice Hall, 2nd edition. 1998.
- [9]. Webster John G., The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook (Electrical engineering handbook series), CRC Press LLC,1999.

Автори: Веселка Иванчева, доц. д-р ФА, ТУ- София email: *vivancheva@yahoo.com*, Радостина Петрова, доц. д-р инж. ИПФ, ТУ- София email: *rpetrova123@abv.bg*, Божидар Джуджев, инж. докторант ФА, ТУ- София email: *bogidar.dgudgev@abv@bg*, Силвия Качулкува, инж. асистент ФА, ТУ- София, email: *kachulkova@abv@bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р П. Цветков



# АНАЛИЗ НА ГРЕШКАТА ПРИ ИЗМЕРВАНЕ НА ИНДУКТИВНОСТТА НА ФИЛТРОВ ДРОСЕЛ ПО СХЕМА С ЕТАЛОНЕН ДРОСЕЛ

#### Деница Държанова, Петър Държанов

**Резюме**: В доклада са приведени резултати за анализ на грешката при измерване на индуктивността на филтров дросел посредством схема с еталонен дросел. Такъв тип дросели се използват масово в мощните токоизправители за технологични цели. Измервателният процес се отнася до т.н. "динамична индуктивност" която определя пулсациите в товарния ток на токоизправителя в условията на подмагнитване на феромагнитната сърцевина на магнитопровода на дросела. Предмет на анализа е предложената в [1] схема чрез използване на спомагателен еталонен дросел. Тази схема е проста и практически ефективна, но при направените допускания в [1] липсва оценка за възникващата грешка от пренебрегване на активните съпротивления на дроселите. Посредством моделиране в PSpice програмна среда в предложената статия авторите предлагат резултати за това. Тези резултати могат да се използват като ориентир при избора на еталонния дросел и да подобрят точността на измервателния процес.

**Ключови думи:** Токоизправител, филтров дросел, измерване на динамична индуктивност, еталонен дросел

# INDUCTANCE MEASUREMENT ERROR ANALYSES FOR A CHOKE IN A SCHEME RELEVANT TO THE USE OF A STANDARD REACTOR

# Denitsa Darzhanova, Petar Darjanov

Abstract: In the paper results of analyses are provided for the measurement error of a choke inductance in a scheme relevant to the use of a standard reactor. These type chokes are widely used in power rectifiers intended for technological purposes. The measurement process refers the so called "dynamic inductance", which actually defines the level of the load current ripples in case the core of the choke is biased magnetically. The analyses generally deals with a scheme proposed in [1], where the measurement process is provided by means of an additional standard reactor. The scheme is simple and practically efficient, but the error, result of ignoring both the choke and reactor resistances has not been evaluated. By computer modeling using PSpice it has been done by the authors and results reported in the paper. These results may help to select proper standard reactor and improve the accuracy of the measurement process.

**Keywords:** Power rectifier, choke, dynamic inductance measurement, standard reactor

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ.

В мощните токоизправители за технологични цели филтровият дросел между токоизправителния блок (диоден, тиристорен или комбиниран) и товара е масово използван елемент (фиг. 1). При захранващи напрежения  $U_0$  до 1000V, товарните токове  $I_T$  са от порядъка на десетки и дори стотици ампери. Филтровите дросели  $L_x$  изпълняват както защитни цели при къси съединения в товара, така и снижават нивото на пулсациите на тока, което в редица случаи е строго регламентирано [3], [4]. Тези дросели се конструират с феромагнитен магнитопровод, като дори и тогава тяхната маса и обем представляват сериозна част от токоизправителя като цяло.



В нормален работен режим магнитопроводът на дросела е подмагнитен от постоянната съставка на протичащия товарен ток. Степента на това подмагнитване е различна, като обикновенно при номинален ток работната магнитна индукция се избира достатъчно високо по кривата на намагнитване B = f(H) на материала. Тази индукция определя т.н. "статична индуктивност" на дросела, която играе важна роля при възникване на къси съединения или други комутационни процеси в постоянно-токовата верига на токоизправителя. Опреляща обаче за пулсациите на товарния ток е т.н. "динамична индуктивност", която се определя от частни хистерезисни цикли в зоната на избраната работна индукция, така както е показано на фиг.2.

Магнитната проницаемост на материала в този режим се определя от размаха на пулсациите на тока и от тяхната честота, което пък зависи от избраната схема за реализация на силовия изправителния блок.

Поради тази причина определянето на динамичната индуктивност на дросела за контролни цели е най-добре да се прави в условия близки до номиналния "пулсационен" работен режим. Една от предлаганите схеми за това [1] е чрез допълнителен еталонен дросел  $L_E$ . Тя е показана на фиг.3.





Изпитваният филтров дросел е означен с  $L_x$ , а еталонния с  $L_E$ . Предложено е да се измерва средната стойност на пулсациите при еднакъв общ товарен ток за двата дросела посредством волтметрите V<sub>1</sub> и V<sub>2</sub>. В [1] е доказано съотношението  $L_T = L_E \cdot \frac{U_{V1}}{U_{V2}}$ . Съществени обаче от измервателна гледна точка са направените допускания в [1]. По-същественото от тях е, че се пренебрегват активните съпротивления на двата дросела, което неминуемо води до грешка в измерването. Не е дискутиран и въпроса за съотношението между индуктивностите на еталонния и измервания дросели, което също влияе върху грешката.

По-долу въпросната грешка е анализирана за един конкретен случай, за да се провери докъде се простира областа на направените в [1] допускания и какъв е обхвата на грешката. Избран е подхода за моделиране на измервателния процес в PSpice програмна среда [2].

# 2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

На фиг.4 е показана принципната схема на изследвания модел в програмна среда Pspice. Използвани са следните елементи:

- 1.  $I_{T}$  източник на товарен ток
- 2. *L<sub>x</sub>*, *R<sub>x</sub>* индуктивност и активно съпротивление на измервания дросел
- 3. *L<sub>E</sub>*, *R<sub>E</sub>* индуктивност и активно съпротивление на еталонния дросел.
- 4. *R*<sub>1</sub>, *C*<sub>1</sub> измервателна верига за измервания дросел
- 5. *R*<sub>2</sub>, *C*<sub>2</sub> измервателна верига за еталонния дросел.



Фиг.4

Източникът за товарен ток в процеса на моделирането е представян чрез неуправляеми токоизправители в еднофазно изпълнение (4 диода по схема "Грец") и трифазно изпълнение (6 диода по схема "Ларионов"). И в двата случая токоизправителите захранват чисто активен товар със съпротивление  $R_0$ . Схемата е достатъчно гъвкава и позволява да се поддържа константен постоянен ток в широк диапазон при промяна на активните съпротивления на двата дросела.

Измервателната част за изследваната верига на Фиг.4 е представена чрез веригите  $R_1$ ,  $C_1$  и  $R_2$ ,  $C_2$ . Ролята на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  е да блокират постоянната съставка от пада на напрежение върху активните съпротивления на двата дросела. По този начин търсената полезна информация е само от променливото напрежение (пулсациите на товарния ток) върху индуктивностите  $L_x$  и  $L_E$ . Резисторите  $R_1$  и  $R_2$  моделират входното съпротивление на измервателния уред (напр. волтметър за средна стойност или вход към компютърно измервателно устройство - напр. Labview ).

Моделиран е преходният процес (Transient analyses) в посочената на фиг.4 схема, чиято продължителност достига в някои случаи до 30 секунди, за да се гарантират стабилни установени стойности на измерваните величини.

Изчисляването на търсената измервателна грешка е направено, като се сравнява истинската (зададена схемно в модела) стойност на индуктивността  $L_x$  с получената изчислително стойност  $L_x^*$  съгласно израза

$$\delta\% = \frac{L_x^* - L_x}{L_x} \cdot 100 = \frac{L_E \cdot \frac{U_1}{U_2} - L_x}{L_x} \cdot 100$$
(1)

където:  $U_1$  и  $U_2$  са средните стойности на напреженията измерени върху резисторите  $R_1$  и  $R_2$ .

В хода на изследването беше установено, че търсената грешка  $\delta\%$ , зависи съществено от електромагнитните времеконстанти  $T_x$  и  $T_E$  на двата дросела, сравнени с периода на първия хармоник на товарния ток. Този период при захранващо променливо напрежение с честота 50 Hz в случая на еднофазна токоизправителна схема е 10 mS, а за трифазната 3,33 mS. Поради тази причина е избрана достатъчно голяма времеконстанта на измервателните вериги  $T_x = R_1 C_1 = R_2 C_2 = 100 \, ms$  ( $R_1 = R_2 = 100 \, k\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 1 \, \mu F$ ).

На фиг.5 е показан един характерен случай за измерваните пулсации (напреженията  $U_1$  и  $U_2$ ). Посредством вградената в PSpice програмна възможност ABS и AVG, тези пулсации първо се трансформират в еднополярни, а след това е изчислявана средната им стойност.


Фиг.5

#### 3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНЕТО

#### 3.1 Трифазен неуправляем токоизправител като източник на товарен ток

В този случай стойността на изправеното напрежение на изхода на токоизправителя е поддържана равна на  $U_0 = 500V$ . Приета е стойност на товарния ток  $I_T = 100 A$ . Тя е поддържана константна за всеки един от моделираните случаи. Стойността на товарния резистор  $R_0$ , е променяна едновременно и подходящо заедно с параметрите на изпитвания дросел така, че да се гарантира приетата стойност на товарния ток  $I_T = 100 A$ . За еталонния дросел са приети  $L_E = 400 \mu H$ и  $R_E = 500 m\Omega$ . Съществено е, че тези стойности не са променяни по време на моделния експеримент. Съображенията за това са както следва:

1. По принцип еталонния дросел е предназначен само за контролна проверка, т.е неговия номинален ток може да бъде доста по-малък от този на изпитвания дросел, без това да доведе до прегряване на намотката му по време на един експеримент. Следователно активното му съпротивление може да бъде по-голямо, респективно електромагнитната времеконстанта по-малка. Естествено и удобно за лабораторната практика е да се търсят условията, при които неговите габарити (респективно индуктивност) да са по-малки, включително този дросел да е въздушен.

2. Предварителните изследвания на модела показват, че грешката при измерване е действително нищожна, когато времеконстантите на двата дросела са еднакви или когато са различни, но по-големи от периода на първия хармоник на товарния ток. В този случай този период е 3,33 mS. В крайна сметка интерес от гледна точка на възникващи грешки при измерване по този метод са случаите, когато въпросните времеконстанти са от порядъка на 1÷2mS. Поради тази причина приетата еталонна времеконстанта  $T_E = L_E / R_E = 0.8 \, ms$  е добра изходна база, над която да бъде варирана времеконстантата  $T_x$ .

При така фиксираната базова стойност  $L_E = 400 \,\mu H$ , индуктивността на изпитвания дросел е варирана в широки граници (от  $L_X = 200 \,\mu H$  - кратност 0,5, до  $L_X = 3,2 \,mH$  - кратност 8). Времеконстантата  $T_X = L_X / R_X$  на този дросел е проме-

няна спрямо еталонната  $T_E = L_E / R_E = 0.8 \, ms$  със следните кратности: 1,1; 1,25; 2,0, 3,0 и 4,0 т.е от 0,88 ms до 3,2 ms.

Таблица 1

В Таблица 1 са показани част от получените резултати за грешката б%.

$L_X / L_e$		0,5	1,0	1,5	3	6	8
$L_{\chi} \mu H$		200	400	600	1200	2400	3200
$T_{\chi} = 0,88  ms$	$L_{X}^{'}$ $\mu H$	196	394	587	1172	2337	3111
	δ%	-1,82	-1,5	-2,05	-2,3	-2,61	-2,77
$T_{\chi} = 1  ms$	$L_{X}^{'}$ $\mu H$	192	384	547,5	1142	2270	3016
	δ%	-3,8	-4,0	-4,25	-4,76	-5,42	-5,75
$T_{\chi} = 1,6  ms$	$L_{X}^{'} \mu H$	184	367	548	1084	2133	2821
	δ%	-7,68	-8,22	-8,66	-9,68	-11,12	-11,83
$T_{\chi} = 2,4 ms$	$\stackrel{'}{L_{X}}\mu H$	182	362	540	1066	2092	2760
	δ%	-8,98	-9,52	-10,0	-11,19	-12,83	-13,73
$T_{X} = 3,2 ms$	$L_{X}^{'}\mu H$	181	360	538	1061	2080	2744
	δ%	-9,4	-9,91	-10,37	-11,60	-13,34	-14,24

Тези резултати са илюстрирани графично на фиг.6



#### 3.2 Еднофазен неуправляем токоизправител като източник на товарен ток

И за този случай моделирането е направено така, че да се запазят същите условия за товарната верига на токоизправителя – изправено напрежение 500V, чисто активен товар. Параметрите на еталонния дросел са запазени, а промените в параметрите на измервания дросел са в същия диапазон. Изчислените грешки са значително по-големи. Те са илюстрирани в Таблица 2 само за 3 стойности на времеконстантата на измервания дросел  $T_x = 0,88$ ; 1,6 и 3,2 ms, тъй като тенденцията е ясна.

Характерно е, че грешката е значителна, но практически постоянна.

$L_X / L_e$		0,5	1,0	1,5	3	6	8
$L_{\chi} \mu H$		200	400	600	1200	2400	3200
$T_{\chi} = 0,88  ms$	$\stackrel{\prime}{L_{X}}\mu H$	186	371	557	1113	2224	2964
	δ%	-7,22	-7,24	-7,23	-7,26	-7,32	-7,36
$T_{X} = 1,6  ms$	$L_{X}^{'}$ $\mu H$	128	255	383	760	1517	2014
	δ%	-36	-36,1	-36,2	-36,6	-36,7	-37
$T_{X} = 3,2  ms$	$L_{X}^{'}$ $\mu H$	109	217	323	641	1250	1646
	δ%	-45,4	-45,8	-46,1	-46,6	-47,9	-48,5

Таблица 2

#### 3.3 Някои други резултати за анализираната грешка

Интересен от практическа гледна точка е типичния случай, при който отношението между двете времеконстанти  $T_x/T_e$  е голямо, и достига например 20. В същото време времеконстантата на еталонния дросел е близка до периода на пулсацията на изправеното напрежение, без да е значително по-малка. При положение, че стойностите на индуктивностите на измервания и еталонния дросел се различават много - от порядъка на 6÷20 пъти, в Таблица 3 са показани стойности за получената грешка. За трифазния вариант на токоизточника с изправено напрежение 500 V и при изправен ток 100А са приети индуктивност  $L_E = 2 mH$ , времеконстанта  $T_E = L_E/R_E = 2 ms$  и времеконстанта  $T_x = L_x/R_x = 40 ms$ .

Таблица 3

$L_X/L_e$	6	8,0	12	16	20
$L_{X} mH$	12	16	24	32	40
$L_{X}$ mH	11,62	15,47	23,10	30,77	38,39
δ%	3,2	3,33	3,75	3,84	4,02

Може да се счита, че при такива случаи, посочената грешка от  $3\div4\%$  за практически приложения може да се игнорира. Ако обаче при същите условия индуктивността на еталонния дросел бъде снижена до  $L_E = 1,2 \, mH$ , с времеконстанта  $T_E = L_E / R_E = 1,2 \, ms$ , грешката нараства до около 10%. Заслужава да се отбележи и факта, че затихването на преходния процес при моделирането с големите стойности на индуктивността  $L_x$  е бавно и стабилни стойности за изчисляваната грешка се получават след около 20÷30 секунди. Т.е за да се получат достоверни резултати е необходимо измервателния процес да бъде с достатъчна продължителност.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

4.1. Измерването на индуктивности на филтрови дросели по схемата с еталонен дросел по принцип е съпроводено с грешка, която зависи от електромагнитните времеконстанти на двата дросела. Идеален случай, с нулева измерителна грешка възниква само когато двете времеконстанти са равни, без оглед на тяхната големина.

4.2. Грешката при измерване се влияе силно от схемата на използваната токоизправителна схема, тъй като тази схема определя периода на пулсация  $T_{\Pi}$  на изправеното напрежение.

4.3. Когато и двете времеконстанти са съизмерими, грешката при измерване нараства толкова повече, колкото по-малки са времеконстантите спрямо периода на пулсацията  $T_{\pi}$  на изправеното напрежение. В случай че тези две времеконстанти имат стойност от порядъка на 20÷30% от посочения период, грешката може да достигне 15÷20% и повече.

4.4. В случай, че времеконстантата на измервания дросел  $T_x$  е много голяма, но времеконстантата на еталонния дросел  $T_E$  отново е по-малка от периода на пулсацията  $T_{\Pi}$ , грешката зависи силно от това с колко  $T_E < T_{\Pi}$ . Тази грешка обаче не зависи практически от това в каква степен  $L_x$  надвишава  $L_E$ .

4.5. За да се гарантира точно измерване, като общо заключение се препоръчва да се съблюдава условието времеконстантите както на измервания, така и на еталонния дросел да надвишават малко (поне 5÷10%) периода на пулсацията  $T_{\pi}$  на изправеното напрежение.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Минчев М., Л. Гергов, П. Държанов, *Относно измерването на индуктивността на изглаждащи дросели за силови токоизправители*, сборник с доклади от Юбилейна научна сесия "25 години ИЕП" том 3, 1985г.

[2] OrCAD PSpice<sup>®</sup> A/D User's Guide, 1999 OrCAD, Inc.

[3] Държанов П., М. Минчев, Л. Гергов, *Комутационни преходни процеси в реверсивните токоизправители*, Електропромишленост и приборостроене, 11, 1986г.

[4] Минчев М., Л. Гергов, П. Държанов, Й. Шопов, Защита на реверсивните токоизправители от къси съединения и пренапрежения, Електропромишленост и приборостроене, 11, 1986г.

Автори: Деница Държанова, гл. асистент д-р, катедра "Електро-измервателна техника, Факултет Автоматика; Технически Университет София email: *dpetrova@tu-sofia.bg*; Петър Държанов, доц. д-р, email: *darjanov@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.03.2012

Рецензент Проф. д-р П. Цветков



## ТЕРМОЕЛЕКТРИЧЕСКИ ТЕРМОМЕТЪР ЗА УЧЕБНИ ЦЕЛИ

## Николай Гуров, Божидар Джуджев

**Резюме**: В статията са разгледани основните принципи за измерване на температура с термодвойки. Дадени са начини за реализиране на компенсация на студените краища на термодвойките. На тази основа е предложен виртуален инструмент за измерване на температура, разработен в средата на LabVIEW, който може да работи с различни видове термодвойки и извършва компенсация на температурата на студените краища, като също така дава възможност за извършване на калибровка и корекция. Всички тези действия могат да се демонстрират на студентите при провеждане на учебния процес и да бъдат тествани и изучени от тях посредством изследване на виртуалния инструмент.

**Ключови думи:** термодвойка, измерване на температура, виртуален инструмент, компенсация на температурата на студените краища.

## THERMOELECTRIC THERMOMETER FOR EDUCATIONAL PURPOSES

## Nikolay Gourov, Bozhidar Dzhudzhev

Abstract: The paper presents main principles of temperature measurement using thermocouples as sensors. Methods showing how to realize the compensation of the temperature of cold junction of the thermocouple are given. Virtual instrument for temperature measurement is developed in LabVIEW environment on this basis. This instrument can work with different types of standard thermocouples and can perform compensation of the cold junction temperature. In addition it allows calibration and correction. All this operations can be demonstrated to the students during the educational process. They can be tested and explored by the students by examining the virtual instrument.

*Keywords:* thermocouple, temperature measurement, virtual instrument, compensation of the cold junction temperature.

## 1. ТЕОРЕТИЧНИ ОСНОВИ

През 1821, немско - естонският физик Томас Йохан Зеебек открива, че когато някой проводник бъде нагрят неравномерно, той генерира напрежение. Този ефект е наречен абсолютен термоелектрически ефект или абсолютен ефект на Зеебек. Той е намерил широко приложение при измерването на температура. За измерване на генерираното по такъв начин напрежение към горещия край на нагрявания проводник се свързва друг проводник. Този втори проводник следо-

вателно също е подложен на нагряване и на свой ред генерира напрежение противопоставящо се на напрежението в разглеждания проводник [1], получава се т.н. относителен ефект на Зеебек. Големината на ефекта зависи най-вече от материала на използвания проводник. Използването на различен метал при втория проводник води до създаване на напрежение различаващо се от напрежението на първия проводник. Разликата между двете напрежения – наречена контактна потенциална разлика, макар и малка е достатъчна за измерване, и се увеличава с температурата. Тази разлика обикновено е между 1 и 70 микроволта за градус Целзий в съвременните комбинации от метали. Стойността на контактната потенциална разлика зависи от физико-химичните свойства на телата и от температурата. Еднозначното преобразуване на температурата  $\theta$  в термоелектрическо напрежение се осъществява от термоелектрически преобразователи наречени термодвойки. Определени комбинации от метали са станали индустриални стандарти заради тяхната цена, достъпност, удобство, точка на топене, химически свойства, стабилност и изходен сигнал (напрежение). Устройствата използващи физичните ефекти, които отразяват връзката между топлинните и електрическите процеси във веществата се наричан термоелектрически термометри.

Принципа на действие на термодвойката, се основава на възникването на термоелектродвижещо напрежение (т.е.д.н.) във веригата, състояща се от два разнородни проводника или полупроводника, споените и свободните краища на които са поставени при различни температури  $\theta_x$  и  $\theta_0$ . В мястото на контакта възниква контактна потенциална разлика, дължаща се на различната концентрация на електрони в двата метала. При наличие на температурен градиент, електроните с по-голяма енергия дифундират от по-горещия край към по-студения, в резултат на което в мястото на контакта възниква нарастваща контактна потенциална разлика. Тя престава да расте, когато настъпи динамично равновесие между електроните с голяма енергия, дифундиращи от горещия към студения край под действие на градиента на температурата и електроните движещи се от студения към горещия под действие на градиента на електрическото поле [1]. В общата теория на термоелектричеството ефектът на Зеебек се описва с уравнението

$$e = \int_{T_1}^{T_2} \alpha_T(T) dT = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \alpha(\theta) d\theta$$
(1)

където: *е* е термоелектродвижещо напрежение (т.е.д.н.) във веригата от два разнородни проводника, единият от които е от вещество без проява на ефекта;  $\theta_1$  и  $\theta_2$  са температурите в двата края на другия проводник;  $\alpha(\theta)$  е коефициентът на т.е.д.н., наричан в теорията още абсолютно т.е.д.н.

При температурните измервания се използват два термоелектрода A и B, свързани както е показано на фиг.1. По такъв начин се образува термодвойка или термоелектрически преобразувател. Важно е да се отбележи, че термодвойките измерват температурна разлика между две точки, а не абсолютна температура. Нормално, единият край се поддържа на една известна температура (например 0°С), докато другият се поставя в средата с неизвестна температура, която трябва да се измери.



Фиг.1 Термодвойка

Общата точка на термоелектродите A и B се поставя в мястото където трябва да бъде измерена неизвестната температура  $\theta x$ . Тя се нарича работен (горещ, активен, топъл, измервателен) край (спойка) на термодвойката. Свободните (студени, пасивни, неработещи, референтни) краища (спойки) имат температура  $\theta_0$  - обикновено температурата на околната среда или стабилно поддържана температура. Термо е.д.н. се измерва от подходящо измервателно устройство, което се включва към студените краища на термодвойката със специални проводници [2]. След прилагане на (1) за т.е.д.н. е<sub>AB</sub> се получава:

$$e_{AB} = \int_{\theta_0}^{\theta_x} \alpha_A(\theta) d\theta + \int_{\theta_x}^{\theta_0} \alpha_B(\theta) d\theta + \int_{\theta_0}^{\theta_0} \alpha_C(\theta) d\theta =$$

$$= \int_{\theta_x}^{\theta_x} (\alpha_A(\theta) - \alpha_B(\theta)) d\theta = f_{AB}(\theta_x) - f_{AB}(\theta_0) = f_{AB}(\theta_x, \theta_0)$$
(2)

Експериментално снетата зависимост на т.е.д.н. от температурата на дадена термодвойка при  $\theta_0 = 0^{\circ}$ С, се нарича градуировъчна характеристика.

$$e_{AB0} = f_{AB}(\theta_x) \tag{3}$$

Обикновено тя е нелинейна и поради това в термометрите се използват нелинейни скали или се въвежда линеализирация. За стандартизираните термодвойки се използват таблици с номинални статични характеристики на преобразуване. Ако  $\theta_0$  не е равна на 0°С, т.е.д.н. се различава от определеното посредством градуировъчната характеристика (3).

Когато термодвойките са от скъпи материали, за съединяването им с уреда за измерване на т.е.д.н. се използват т. нар. компенсационни проводници [2]. Образуваната електрическа верига е показана на фиг.2.

След прилагане на (1) за т.е.д.н. се получава израза

$$e_{AB(K)} = \int_{\theta_{01}}^{\theta_{x}} \alpha_{A} d\theta + \int_{\theta_{x}}^{\theta_{01}} \alpha_{B} d\theta + \int_{\theta_{01}}^{\theta_{02}} \alpha_{D}(\theta) + \int_{\theta_{02}}^{\theta_{02}} \alpha_{E} d\theta + \int_{\theta_{02}}^{\theta_{01}} \alpha_{C}(\theta) =$$

$$= f_{A}(\theta_{x}) - f_{AB}(\theta_{01}) - f_{CD}(\theta_{02}) + f_{CD}(\theta_{01})$$

$$(4)$$

$$= \int_{\theta_{x}}^{B} \int_{\theta_{01}}^{\Phi} \int_{C}^{\Phi} \int_{\theta_{02}}^{E} \int_{E}^{\theta_{02}} e_{AB}$$



Компенсационните проводници се избират въз основа на химическия им състав по такъв начин, че тяхното използване да не променя е<sub>AB</sub>. Освен това се следи градуировъчната характеристика на термодвойката, образувана от тях, да съвпада в определен температурен интервал (който ни интересува) с градуировъчната характеристика на основната ТД [1], т.е. да е изпълнено условието:

$$f_{AB}(\theta) = f_{CD}(\theta) \tag{5}$$

Тогава от (4) и (5) се получава

$$e_{AB(K)} = f_{AB}(\theta_x) - f_{CD}(\theta_{02}) = f_{AB}(\theta_x) - f_{AB}(\theta_{02}) = e_{AB}$$
(6)

Използването на ТД се основава на ефекта на Зеебек. Най-често се използва градуировъчната характеристика  $e_{AB}$  ( $\theta_x$ ), експериментално снета или таблично зададена при температура на студените краища  $\theta_0 = 0$ °C.

Реално температурата на студените краища  $\theta_0$  е променлива във времето и често се оказва различна от нула и равна на околната температура на средата ,в която се извършва измерването. В този случай т.е.д.н. е<sub>AB</sub> зависи и от двете температури ( $\theta_x$  и  $\theta_0$ ). Получава се грешка, тъй като т.е.д.н. се представя само с градуировъчната характеристика (3). За връзката между полученото т.е.д.н. и стойностите на градуировъчната характеристика при температура на горещия край  $\theta_x$  и на студените краища  $\theta_0 > 0^{\circ}$ С от (2) се получава:

$$e_{AB} = \int_{\theta_0}^{\theta_x} (\alpha_A - \alpha_B) d\theta = \int_{\theta_0}^{\theta_x} (\alpha_A - \alpha_B) d\theta - \int_{\theta_0}^{\theta_0} (\alpha_A - \alpha_B) d\theta =$$

$$= e_{AB0}(\theta_x) - e_{AB0}(\theta_0)$$
(7)

Същият израз важи и за термодвойки с компенсационни проводници (Фиг. 2) като вместо  $\theta_0$  се използва  $\theta_{02}$ , което фактически е една и съща температура.

При тази температура се намират изводите на термодвойката при включването им към входа на уреда за измерване на т.е.д.н.

От (7) се вижда, че за да се измери температурата  $\theta_x$  чрез използване на градуировъчната характеристика, към т.е.д.н. получено на изхода на термодвойката трябва да се прибави (при  $\theta_0 > 0^{\circ}$ С) или извади (при  $\theta_0 < 0^{\circ}$ С) е.д.н.:

$$e_{AB0}(\theta_x) = e_{AB} \pm e_{AB0}(\theta_0) \tag{8}$$

Вижда се, че ако към показанието на измервателния уред се прибави поправка равна на  $\pm e_{AB}(\theta_0)$ , ще се получи напрежение, което съответства на измерваната температура  $\theta_x$ , независимо от това, че  $\theta_0$  е различно от нула. В лабораторни условия неработещите краища на ТД най-често се поставят в съд с топящ се лед или в термостат. При измервания в промишлени условия това не е възможно и затова се използват други методи за компенсация на изменението на т.е.д.н. от промените на температурата  $\theta_0$  на неработните краища. Тази компенсация е осъществима само ако температурата  $\theta_0$  е известна или ако подходящо устройство внася в ТЕТ информация за нея. В практиката често не е известна температурата на студения край на термодвойката затова се вграждат допълнителни термочувствителни устройства (термистори или диоди) за да се измери температурата на входа на инструмента, като се предприемат специални мерки за намаляване на температурните разлики на клемите. Така, напрежението на студения край може да бъде симулирано и с негова помощ да се поправи крайния резултат от измерването. Това е известно като компенсация на температурата на студените краища (cold junction compensation) [1]. Компенсацията може да бъде въведена хардуердно или софтуерно.

Най-често компенсацията се въвежда хардуерно чрез компенсационна схема от мостов тип, както е показано на фиг.3.



Фиг.3 Компенсационна схема от мостов тип

В случая напрежението  $e_{AB}(\theta_0)$  се компенсира с напрежение  $\Delta U$ , което се получава в измервателния диагонал на четирираменен мост. В едно от рамената на моста се включва терморезистор  $R_{\theta}$ , който се поставя в изотермалния блок заедно с неработните краища на ТД. Останалите съпротивления на моста са термонезависими. Мостът се балансира при температура  $\theta_0 = 0^{\circ}C$  ( $\Delta U = 0$ ). При едновременната промяна на температурата на терморезистора и на неработните краища на  $(\Delta U \neq 0)$  и автоматично компенсира промя-

ната на т.е.д.н. вследствие промяната на  $\theta_0$  Следва да се отбележи, че пълна компенсация не се постига поради нелинейния характер на функцията на преобразуване на ТД и на моста, но точността е достатъчна за повечето измервания в промишлеността.

Софтуерен начин за въвеждане на компенсацията е показан на Фиг.4. Терморезисторът  $R_{\theta}$  е поставен заедно с неработните краища на термодвойките в изотермален блок. Той представлява масивно метално тяло, изработено от мед или алуминий, в което са направени няколко отвора. В тях се поставят и закрепват елементите, които трябва да се намират при еднаква температура. Добрият им топлинен контакт със стените на отворите се постига чрез уплътняване със смола, фолио и др., като се осигурява надеждна електрическа изолация.



Фиг.4 Софтуерен начин за въвеждане на компенсацията

Информационно-управляващата система (ИУС) отчита съпротивлението на терморезистора при температура  $\theta_0$  и по изчислителен път внася корекция към т.е.д.н. на термодвойките. Този подход е оправдан при многовходови ИУС.

# 2. ПРАКТИЧЕСКО ИЗПЪЛНЕНИЕ

Въз основа на изложените теоретични принципи е разработен виртуален инструмент за измерване на температура за учебни цели, с който успешно може да се демонстрира, тества и изучава процеса на измерване на температура с използване на термодвойки.

При изпълнението на инструмента е използвана специализирана апаратура като DAQ signal accessory, DAQ NI PCI-6221, както и персонален компютър, а програмната част е изпълнена в програмна среда LabVIEW на графичен език от типа "G".

DAQ signal accessory е устройство предназначено за тестване, демонстриране и изучаване на начини за събиране на данни и контрол на разнообразни процеси [3]. За целта то включва (Фиг. 5) функционален генератор (10, 11), жак за микрофон (1), четири светодиода (9), твърдотелно реле (5), конектор за термодвойка, температурен сензор в интегрално изпълнение (13), генератор на шум (12), цифров тригер (7), достъп до два брояча (8) и квадратурен кодер с 24-позиции на оборот (4, 6).

DAQ signal accessory може да се свързва с различни устройства за събиране на данни посредством 68 или 50-жичен интерфейс. С него могат да се покажат

аналоговите, цифровите и броячни функции на съответното устройство за събиране на данни.

DAQ NI PCI-6221 е устройство за събиране на данни, което се поставя на PCI слот на персонален компютър. То включва 16 аналогови входа с обхват  $\pm 10$  V, със скорост на дискретизация 250 kS/s и разделителна способност 16 бита, два аналогови изхода със скорост 833 kS/s и разделителна способност 16 бита, 24 цифрови входа/изхода с честота 1 MHz и два 32 битови брояча с честота 80 MHz. Устройството може да се използва за разнообразни измервания свързани с тестване и контрол на различни сензори и актютори.



Фиг.5 Разположение на частите на DAQ signal accessory [3]

За приемане и обработка на сигналите се използва стандартен персонален компютър, на който е инсталирана програмната среда LabVIEW и на разширителния PCI слот на който е поставен блокът за събиране на данни DAQ NI PCI-6221. Хардуера на персоналния компютър трябва да е съобразен с ограниченията наложени от версията на LabVIEW и изискванията на DAQ NI PCI-6221. LabVIEW е среда за разработка на визуални и програмни приложения. Тя използва графичен език от типа "G". Програмите в LabVIEW се наричат виртуални инструменти, защото визуално и оперативно имитират физическите инструменти (осцилоскоп, мултиметър). LabVIEW съдържа богат набор от инструменти за събиране на данни, анализ, представяне и съхранение на данни и резултати, както и инструменти за помощ при създаване на програмата.

Всяко LabVIEW приложение (всеки виртуален инструмент създаден в средата) съдържа три основни компонента: лицев панел, блок диаграма, икони и свързващ прозорец.

На фиг.6 е представена блок диаграмата на разработения виртуален инструмент.



Фиг.6 Виртуален инструмент за измерване на температура с термодвойка

Така изпълненият виртуален инструмент за измерване на температура може да изпълнява следните функции:

Калибровка

Калибровката на виртуалния инструмент се извършва софтуерно с въвеждането на типа на използваната термодвойка. По същият начин се извършва и линеаризацията на постъпващият от термодвойката сигнал [4].

Компенсация

Проектираният инструмент може да измерва температурата спрямо 0°С, като в случая информацията за нулевата точка се въвежда софтуерно. В случаите когато измерването трябва да бъде извършено спрямо околната температура е предвидена възможност за компенсация [4]. В устройството DAQ signal ассеѕогу има вграден сензор. Той изработва и подава сигнал за околната температура, който се използва за корекция на сигнала от термодвойката. Инструментът изработва сигнал пропорционален на околната температура с който се извършва компенсация за тази температура спрямо нулата.





#### Корекция

След проектирането на виртуалния инструмент за измерване на температура, може да се извърши контролно измерване на температурата в температурния диапазон на инструмента. Това измерване се извършва едновременно с еталонен термометър. Сравняват се получените резултати от измерванията с еталонния и проектирания термометър и се определя разликата между тях. Ако получените разлики в показанията са в рамките на допустимите гранични отклонения на

термоелектрическия термометър, виртуалния инструмент може да се ползва без изменения. Ако разликите са по-големи или трябва да се подобри точността на инструмента може да се въведе корекция във виртуалния инструмент, за което е предвидена съответната възможност [4].

Стойността на измерената температура се изобразява на температурната скала на термометър върху екрана на компютъра. В същото време тази стойност с много по-голяма точност се представя в цифров вид в прозорец до температурната скала.

На фиг.7 е показан алгоритъмът на проектираната система за измерване на температура в програмната среда LabVIEW [4], която използва като сензор термодвойка.

Вижда се че може да се проследят и изучат всички основни операции при измерването на температура с термодвойка. Възможно е към инструмента да се включи всяка стандартна термодвойка, като според вида на термодвойката се променя и обработката на сигнала в програмната част на инструмента.

## 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Статията е посветена на изучаването на измерването на температура с използване на термодвойки. Разгледани са основните принципи, на които се основава измерването на температура с термоелектрически термометър. Показани са начините за реализиране на компенсация на студените краища на термодвойките. Предложен е виртуален инструмент за измерване на температура, разработен в средата на LabVIEW, който може да работи с различни стандартни видове термодвойки и извършва компенсация на температурата на студените краища, като също така дава възможност за извършване на калибровка и корекция. Всички тези действия могат да се демонстрират на студентите при провеждане на учебния процес и да бъдат тествани и изучени от тях посредством изследване на виртуалния инструмент.

#### 4. ЛИТЕРАТУРА

[1]. Matthias Nau "Electrical Temperature Measurement with thermocouple and resistance thermometers", M.K. JUCHHEIM, Fulda, August 2002

[2]. И. Куртев, Д. Самоковлийски, Е. Янков "Измерване на температура", Д.И. Техника, С., 1982

[3]. National Instruments Corporation,"DAQ Signal Accessory-user guide", 1996

[4]. Б. Джуджев "Виртуален инструмент за измерване на температура", 2009

Автори: Николай Гуров гл. ас., катедра "Електроизмервателна техника", ФА, ТУ-София;, Божидар Джуджев - инж. маг., докторант, катедра "Електроизмервателна техника", ФА, ТУ-София; *email: nrg@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент Проф. д-р П. Цветков



## КЛАСИФИКАЦИЯ И ПАРАМЕТРИ НА ВИБРАЦИИТЕ

## Божидар Джуджев, Веселка Иванчева, Силвия Качулкова

**Резюме**: В статията са разгледани различни видове вибрации. Дадено е обяснение на явлението вибрация. Представени са различни вибрационни сигнали с техните особености. Дадени са класификация на вибрациите спрямо начинът им на възникване, както и техните характеристики.

*Ключови думи:* вибрация, видове вибрации, възникване на вибрации, хармонична вибрация.

## **CLASSIFICATION AND PARAMETERS OF VIBRATION**

## Bozhidar Dzhudzhev, Veselka Ivancheva, Silvia Kachulkova

**Abstract:** This article shows various types of vibrations. An explanation of the phenomenon vibration is given. Different vibration signals and their characteristics are presented. Below are the classification of vibration to their mode of occurrence and their characteristics.

**Keywords:** vibration, modes of vibration, occurrence of vibration, harmonic vibration.

#### 1. ВИБРАЦИЯ

Вибрацията е явление, при което промените в измервания параметър се случват след време в точка на дадена система. В общия случай характеристиките на този измерван параметър се променят по повтарящ се начин, т.е. те се увеличават или намаляват по цикличен начин.

Общото уравнение на движението е

$$xM(t) + xC(t) + xK(t) = F(t)$$
 (1)

където: xM(t) - сила на масата; xC(t) - сила на затихване; xK(t) - сила на еластичност; F(t) - резултатната сила идваща извън системата, която е равна на нула със свободни вибрации в случай на обикновено хомогенно диференциално уравнение от втора степен.

При механичните вибрации, измерваните параметри са механични променливи използвани за описание на движението, т.е. преместване, скорост, ускорение, фазов ъгъл, кръгова скорост и кръгово ускорение. Измерваният параметър описва отклонението, което част от машината, основата или структурата претърпява спрямо състоянието на покой.

## 1. ВИДОВЕ ВИБРАЦИОННИ СИГНАЛИ

Вибрациите могат да се разделят на различни видове в зависимост от техните характеристики за даден период от време.

Вибрационните сигнали могат да се разделят на няколко различни вида:

Стационарни сигнали, които не се изменят във времето. Те могат допълнително да се разделят на детерминирани и стохастични сигнали. Детерминираните сигнали могат да бъдат описани с някои математически уравнения, например редът на Фурие. Произволните или стохастичните сигнали могат да бъдат описани само със статистики.

При периодични сигнали всички дискретни честоти се умножават от някои основни честоти, докато в квазипериодичните сигнали честотите на различните синусоиди не са честотно зависими.

Нестационарните сигнали са тези които варират във времето и могат да се разделят на непрекъснати и преходни сигнали.

Предавателни са сигнали, които започват и свършват в 0- например като внезапна поява на вибрация или сигнала на еднократна вибрация предизвикана от удар.

Нестационарните сигнали, могат да търпят краткосрочни или дългосрочни промени.

## 3. ХАРМОНИЧНИ ВИБРАЦИИ

Ако характеристиката на вибрационния сигнал, може да бъде описана със синусова или косинусова функция, чийто аргумент е линейна функция спрямо времето, тогава тази вибрация се нарича хармонична вибрация.

Хармоничната вибрация е най-разпространената вибрация. Факт е, че събирането и изваждането на 2 хармонични вибрации, както и техните интеграли и диференциали, водят до други хармонични вибрации [1]- фиг. 1.



Фиг. 1

## Характеристики на хармоничните вибрации (фиг.2).

Амплитуда  $\hat{x}$  - стойността на върха на хармоничната вибрация x(t)Период T - най-късото време през което отклонението на вибрацията се повтаря. Честота  $f = \frac{1}{T}$  - реципрочната стойност на периода и дава броя повторения на периода на вибрацията за една секунда. Кръгова честота  $\omega$  - равна на  $2\pi$  по честотата f. Фазов ъгъл  $\varphi$ 

Във формулата  $x(t) = x \cos(\varphi_0 + \omega t)$ :

x(t) - е моментната стойност;  $\hat{x}$  - е максималната стойност;

 $\varphi_0$  - е фазата когато t = 0;

ω-е кръговата честота.



Фиг.2

#### 4. ПЕРИОДИЧНИ ВИБРАЦИИ

Периодичните вибрации се повтарят след някакъв специфичен интервал от време. Времевият интервал през който се повтарят се нарича период T. Честотата, при която повторението се случва е f и се измерва в херци( $H_z$ ).

Периодичните вибрации могат да бъдат напълно описани с математически връзки. Затова те са наречени детерминирани и техните амплитуди във всеки момент от времето могат да бъдат определени. Комбинацията на някакъв брой от хармонични вибрации образува обща периодична вибрация.



Фиг. 3

Фиг.1 илюстрира изменението на периодичните вибрации във времето. Тези характеристики се наричат преходни характеристики. В практиката за анализиране на вибрациите се предпочитат честотните характеристики. Фиг.3 показва сравнение между двете характеристики.

# 5. СПЕЦИАЛНИ ВИБРАЦИОННИ ФОРМИ 5.1. Детерминирани вибрации

Детерминираната вибрация има характеристика, която може да бъде описана чрез функционалната зависимост *t* между времето и моментната стойност на *x*. Друг специален случай на периодични вибрации са модулираните вибрации. Те се разделят на пулсации, амплитудно-модулирани и ъглово-модулирани вибрации.

Пулсацията се появява когато 2 вибрации с малки разлики в кръговите честоти се съберат. Получената вибрация се променя с различна честота и може да бъде подобна на тази показана на фиг. 4[4].



В случая с амплитудно-модулираната вибрация, амплитудата не е константа във времето, но може да бъде описана чрез хармонична вибрация. За този случай получената вибрация е периодична, защото кръговите честоти от двете вибрации формират рационална връзка.

Ъглово-модулираните вибрации са разделени на фазово-модулирани вибрации и честотно-модулирани вибрации.

Всички други детерминирани вибрации се характеризират като непериодични вибрации. Непериодична вибрация е детерминирана вибрация, чиято характеристика във времето x(t) не се повтаря след време с период T. Непериодичните вибрации са разделени на преходни и непреходни вибрации.

Преходната вибрация е непериодична детерминирана вибрация, която описва прехода между две състояния. Кривата съдържа наложени хармонични вибрации с безкрайно близки кръгови честоти и затова преходните вибрации имат продължителен спектър.



5.2. Стохастични вибрации

Стохастичните вибрации не могат да бъдат описани с функционални зависимости между независимата променлива (времето) и зависимата променлива (амплитудата). За стохастична вибрация, стойността x на вибрацията x(t), не може да бъде изчислена предварително за дефинирана точка във времето, поради нейният случаен характер. Типичен пример за стохастични вибрации са шумовите вибрации.

Свойствата на стохастичните вибрации могат да бъдат описани с характеристични променливи и характеристични функции, чрез статистически методи и вероятностни изчисления. В практиката се правят различни видове осреднявания. Стохастичните вибрации се делят на стационарни и нестационарни стохастични вибрации.

## 6. КЛАСИФИКАЦИЯ НА ВИБРАЦИИТЕ СПОРЕД НАЧИНА ИМ НА ВЪЗНИКВАНЕ

#### 6.1. Автономни вибрации

При автономните вибрации честотите с които се появяват във времето са определени само от вибриращата система.

## 6.1.1. Свободни вибрации

Свободната вибрация е автономна вибрация в автогенераторна система, която се само-намалява след специфични начални условия, т.к. след началните условия тя не получава енергия от външен източник, но непрекъснато губи енергия поради затихване.

Пример е за това е махало [4], което е разместено и което вибрира със собствена честота. В този случай може да се запише че

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g}{l}} \tag{2}$$

където  $\omega_n$  е честотата; l е дължината; g е земното ускорение.

В резултат на триенето махалото накрая става стационарно.

Ефектът след промяна на дължината *l* може да се види, например в случая с метроном - обърнато на опаки махало. Като преместим тежестта и по този начин променим дължината *l*, ще се промени честотата на автогенератора.



Фиг. б

Фиг. 7

Друг пример е маса провесена от нишка, която след като е разместена автогенерира с точно определена честота, описана с формулата

$$\omega_n = \sqrt{\frac{c}{m}} \tag{3}$$

където  $\omega_n$  е честотата;

*с* е коефициента на еластичност на нишката; *m* е масата.

#### 6.1.2. Самовъзбуждащи се вибрации

Самовъзбуждащите се вибрации са също автономни вибрации в автогенераторна система, която само- намалява след специфични начални условия, но тогава тя е снабдена с енергия за да поддържа автогенерациите. В случай на самовъзбуждаща се вибрация от акумулиращ тип, енергията е предавана към нея независимо от вибрациите на автогенераторната система [4].

В случай на самовъзбуждаща се вибрация от люлеещ се тип, захранвана с енергия, се самосинхронизира от вибрациите на автогенераторната система, взета от външен енергиен източник със собствената вибрираща енергия.

#### 6.2. Хетерономни вибрации

Хетерономните вибрационни честоти, които се получават, са определени от външно влияние върху системата. В случай на принудени вибрации, с преходно събитие, естествените вибрации на автогенераторната система се срещат в допълнение.

## 6.2.1. Принудени вибрации

Принудена вибрация е хетерономно трептене, което е резултат от влиянието на външен източник [2]. Честотите, които се съдържат в трептения са естествените честоти от преходната работа, по-специално на честотите на външното въздействие, което избледнява вследствие на поглъщането.

Един пример на принудителна вибрация е ефекта на дисбаланс. В този случай външна сила е силата на гравитацията. Ако по някакъв начин силата на гравитацията може да бъде отстранена, принудената вибрация ще спадне до нула заради затихването.

В производството на турбомашини огъващите вибрации са в повечето случаи, причинени във въртящи се валове от силите на дисбаланс. По-ясна представа за възбуждане на дисбаланс, може да се получи при работното колело, което е идеализирано като диска на фигурата по-долу.



Поради производствени неточности и неравномерно изработване, центъра на тежестта S на диск и точката на централната линия W на вала обикновено не съвпадат. Двете точки са на фиксирано разстояние една от друга, наречено ексцентрична маса.

#### 6.2.2. Параметрично възбудени вибрации

Параметрично възбудената вибрация се получава в резултат на параметрични промени в автогенераторната система с течение на времето в избрана координатна система. Допълнително там задължително трябва да има отклонение, например като смущение в състоянието на равновесие.

Един практичен пример за параметрично възбудени вибрации са възникващите в ротора на електрическата машина. Роторите на електрическите машини често имат т.н. напречни сечения с много различни коефициенти на огъване в двете ортогонални оси (напр. двуполюсен ротор на синхронен генератор).

Друг пример са зъбните предавки [3]. В тези случаи положението на зъба не е постоянно по време на зацепване на зъбите, така, че вибрациите произхождат дори и с постоянна скорост и постоянен момент.

$$M x(t) + C x(t) + K_A x(t) = F_A(t)$$
(3)

$$M x(t) + C x(t) + K_{B} x(t) = F_{B}(t)$$
(4)



фиг. 9

#### 6.3. Съставни вибрации

Съставните вибрации (смесените вибрации) може да се разгледат в две категории:

## Теснолентово разглеждане

В изследване с тясна лента, сместа от вибрации се разделя на хармоничните си компоненти (например с помощта на честотен анализатор или проследяващ филтър). Характеристиките на отделните компоненти на вибрациите могат да бъдат оценени чрез анализ.

#### Широколентово разглеждане

В контраст с теснолентовото разглеждане, при широколентовото разглеждане на смес от вибрации само амплитудата на общия сигнал на вибрациите (като цяло) е дадена, без дискретни честоти и фазови ъгли.

Измерената стойност се записва в предварително определен честотен диапазон (10 .... 1000 Hz). Всички вибрационни компоненти в този честотен обхват, са взети под внимание заедно в общата стойност, но не се разглеждат поотделно.

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Статията е посветена на вибрациите. Представени са основните видове вибрации: хармонични, периодични, детерминирани, стохастични, свободни, самовъзбуждащи се, принудени, параметрично възбудени и смесени.

#### Литература:

- [1]. Vik Vedantham "Harmonic Vibration Analysis", 3DVision Technologies 2009
- [2]. <u>http://www.mcasco.com/Answers/qa\_vtype.html</u>
- [3]. R. Bishop "Vibration" Second edition 1979
- [4]. Brüel & Kjær Vibro "Basic Vibration Measurement & Assessment"

**Автори:** Божидар Джуджев, инж. докторант, катедра Електроизмервателна техника, ФА, email: *bojidar.djudjev@abv.bg*, ТУ- София, Веселка Иванчева, доц. др ФА, ТУ- София *vivancheva@yahoo.com*, Силвия Качулкова, инж. асистент ФА, ТУ- София, email: *kachulkova@abv.bg*.

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. д-р П. Цветков



## МАТЕМАТИЧНИ МОДЕЛИ ЗА ОЦЕНКА НА ИЗДИГАНЕТО НА ОТПА-ДЪЧНИ ГАЗОВЕ ПРИ ОСОБЕНИ МЕТЕОРОЛОГИЧНИ УСЛОВИЯ

#### Николинка Христова

**Резюме:** Предмет на настоящата разработка е изследване на поведението на димен факел при тихо време и при ниски скорости на вятъра. Първата стъпка към създаването на математичен модел за оценяване на степента на замърсяване на въздуха при тези условия е определяне на ефективната височина на изпускащото устройство чрез използване на различни техники и средства за моделиране. Разработени са множество математични модели за изчисляване на издигането на димни газове. Получените резултати от верификацията на създадените модели показват висока точност на предсказване на издигането на отпадъчните газове.

**Ключови думи:** ефективна височина на изпускащото устройство, математични модели, особени метеорологични условия, моделиращи техники

## MATEMATICAL MODELS FOR PLUME RISE EVALUATION OF EX-HAUSTED GASES IN PARTICULAR METEOROLOGICAL CONDITIONS

#### Nikolinka Christova

Abstract: In this work the problem of air pollution with gas pollutants in particular meteorological conditions is formulated and discussed. The plume rise of exhausted gases, containing a gas pollutant is investigated when the wind velocity is both equal or close to zero and very low (less than 1.5m/s). The main task is to create mathematical models described the relationships for predicting the effective stack height in such cases. Some mathematical models for plume rise calculation, characterized with a very good accuracy, have been proposed.

*Keywords:* plume rise of exhausted gases, mathematical models, particular meteorological conditions, modeling techniques

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

В последните десетилетия проблемите на опазването на околната среда придобиват все по-голямо значение предвид натрупаните сериозни вредни последици от дейността на промишлените предприятия, транспорта и др. Ограничаването на вредното влияние на емитираните, при различни човешки дейности, замърсители се превръща в основна цел на политиката на всички международни организации и държави в света. Основен подход при оценката на вредното въздействие на съществуващите и бъдещите обекти, представляващи източници на замърсяване на отделни компоненти или на цялата околна среда е математичното моделиране и компютърното симулиране на разпространението на емитираните замърсители във въздуха, водите и почвите. Към настоящия момент, в световната практика съществуват и се използват не малък брой математични модели и софтуерни пакети, които се характеризират с различна точност, надеждност, обхват и приложимост [4, 5, 6, 7, 11].

Предмет на настоящата разработка е изследване на поведението на димен факел при тихо време и при ниски скорости на вятъра. Първата стъпка към създаването на математичен модел за оценяване на степента на замърсяване на въздуха при тези условия е определяне на ефективната височина на изпускащото устройство чрез използване на различни техники и средства за моделиране.

## 2. СЪСТОЯНИЕ НА ПРОБЛЕМА

Сложността на процесите в природата определя тяхното изучаване и управление като сложна и непосилна задача. Ето защо усилията на хората са насочени преди всичко към решаването на най-значимите екологични проблеми, свързани обикновено с основните компоненти на околната среда - **въздух, води, почви и твърди отпадъци**. Установяването на измененията, настъпили в тяхното състояние, както и на причините, довели то това, е първа задача на екологията като цяло и на *екологичния мониторинг* в частност [8]. Една от най-важните функции на екологичния мониторинг е **математичното моделиране и симулиране** [4, 6, 7] на поведението и реакциите на екосистемите при различни хипотетични ситуации, които предлагат възможности за предсказване на състоянието на околната среда при възможни, но несъстояли се ситуации, например разлив на определено количество петролни продукти на определено място и при определени метеорологични условия, инцидентно изпускане на химически вещества или радиоактивни материали в резултат на аварии и др. [8].

При екологичния мониторинг моделите служат най-вече за изчисляване на концентрациите на замърсители при зададени характеристики на емисиите и средата на тяхното разпространение. Съществуват различни по своята структура, възможности и начин на изграждане математични модели [5, 7, 11].

В практиката са разработени и се прилагат различни математични модели за описание на разпространението на замърсители във въздуха [1, 3, 6, 8]. Поради своята простота и лесното му използване, един от най-широко прилаганите модели за разпространението на отпадъчните газове от точков източник е *Гаусовата формула за димен факел* [1, 8]. Тя се базира на предположението за нормално разпределение на концентрацията на замърсителя по двете, перпендикулярни на посоката на вятъра, направления. Представлява аналитично решение на силно опростеното дифузионно уравнение. Височината на сърцевината на факела се нарича *ефективна височина на комина* [3]. Съществуват различни зависимости за нейното определяне и резултатите от тях варират в твърде широки граници за едни и същи условия. Агенцията по опазване на околната среда на САЩ (ЕРА) [6] препоръчва издигането на факела над геометричната височина на комина, при различните климатични и метеорологични условия, да се определя по формули, в които скоростта на вятъра на височината на комина (u, m/s) се намира в знаменателя, което определя невъзможността за използване на тези формули при нулеви и ниски скорости на вятъра и получаването на нереалистични резултати.

Ето защо е необходимо поведението на димния факел при безветрие да бъде изследвано с използване на по-мощен и по-надежден математичен модел от така наречените Rigorous models [9, 10], на базата на система от частни диференциални уравнения с използване на утвърдени в световната практика зависимости за определяне на параметрите в тях.

Обект на изследване в тази разработка е поведението на димния факел при тихо време и при ниски скорости на вятъра и по-точно определяне на ефективната височина на изпускащото устройство при тези условия, като се използват различни техники и средства за моделиране. Тези модели ще бъдат използвани в бъдеще за създаването на математичен модел за оценяване на степента на замърсяване на въздуха при тези условия.

## 3. СИМУЛАЦИОНЕН КОМПЮТЪРЕН ПАКЕТ PHOENICS

Наред със споменатите по-горе типове математични модели съществуват и множество софтуерни пакети, чрез които може да се направи математично моделиране, базирано на основното дифузионно уравнение [1, 9]. Един от тях е симулационният компютърен пакет PHOENICS.

Пакетът PHOENICS [4] представлява универсален софтуерен продукт за симулиране на еднофазни и двуфазни флуидни потоци. Като примери за екологични проблеми, при които пакетът е приложим, могат да бъдат посочени: разпространение на газови замърсители и аерозоли в атмосферата; разпространение на течни и твърди замърсители във водни басейни; разпространение на течни замърсители в почвата и др. Могат да бъдат симулирани както точкови, така и линейни, площни и дори обемни източници на замърсители. Примери в това отношение са: изпускането на замърсители от един или повече комини; изпарение на замърсители от депа за течни, полутечни и твърди отпадъци; изпускане и разпространение на замърсители от натоварена пътна магистрала и др.

Поради своята универсалност, пакетът PHOENICS предлага значителни възможности за симулиране на разпространението на замърсители във въздуха, водите и почвите. Графична илюстрация на полето на векторите на скоростите е показана на фиг.1. На фиг.2 са представени три изоповърхнини на концентрацията на замърсител, получени при зададени метеорологични условия и параметри на източниците на замърсяване.



Фиг.1. Вектори на скоростите



Фиг.2. Изоповърхнини на концентрацията на H<sub>2</sub>S

## 4. МАТЕМАТИЧНО МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛИРАНЕ НА РАЗПРОСТ-РАНЕНИЕТО НА ГАЗОВ ЗАМЪРСИТЕЛ ПРИ ОСОБЕНИ МЕТЕОРОЛО-ГИЧНИ УСЛОВИЯ

Разпространението на замърсителите във въздуха се осъществява по два начина – чрез конвективен и дифузионен пренос на маса. При конвективния пренос замърсителите се разпространяват поради движението на въздушните маси (вятъра). В този случай от едната страна на изследваната област непрекъснато навлиза свеж въздух, а от срещуположната страна се изнася замърсител и сравнително бързо системата достига определено равновесие.

При отсъствие на вятър разпространението на замърсителя се лимитира от дифузията, при което той се натрупва в областта и стойностите на концентрацията му се измененят, както в пространството, така и във времето. Висока степен на замърсяване на въздуха се наблюдава и при наличие на вятър, но с твърде ниска скорост (до 1.5 m/s).

Разпространението на газов замърсител при отсъствие на вятър [1, 9] се описва със следната система частни диференциални уравнения:

$$\frac{\partial(\rho P)}{\partial \tau} + div [\rho VP - Kgrad(P)] = S_{p}$$

$$\frac{\partial(\rho v)}{\partial \tau} + div [\rho Vv - Kgrad(v)] = S_{v}$$

$$\frac{\partial(\rho w)}{\partial \tau} + div [\rho Vw - Kgrad(w)] = S_{w}$$

$$\frac{\partial(\rho T)}{\partial \tau} + div [\rho VT - Kgrad(T)] = S_{T}$$

$$\frac{\partial(\rho C)}{\partial \tau} + div [\rho VC - Kgrad(C)] = S_{C}$$
(1)

където  $\rho$  е плътност,  $kg/m^3$ ;  $\tau$  – време, s; V – вектор на скоростта, m/s; K – дифузионен коефициент,  $kg/m^2s$ ; P – динамична съставка на налягането, Pa; v и w – скорост в радиално и вертикално направление, m/s; T – температура, K; C – концентрация на замърсителя,  $mg/m^3$ .

С използване на пакета PHOENICS, за всеки опит, системата диференциални уравнения (1) се решава за период от време 5 часа, със стъпка 10 секунди, след което ефективната височина се определя визуално, както е показано на фиг.3. На фиг.3 са представени изолинии на концентрацията на серен диоксид в диапазона от 0 до 1  $mg/m^3$ , във вертикален план, през оста на комина. Очевидно, разс-

тоянието между центъра на елипсите О и земната повърхност представлява ефективната височина на изпускащото устройство Н. Тогава, с отчитане на неговата геометрична височина  $H_s$ , издигането на димните газове в резултат на началната им скорост и действието на гравитацията е:  $\Delta h = H - H_{c}$ .

Постановката на задачата при ниски скорости на вятъра е подобна на тази при отсъствие на вятър, разгледана по-горе. Разпространението на газов замърсител при тези условия се описва със системата частни диференциални уравнения (1), но с добавено още едно уравнение по отношение на скоростта на вятъра u, m/s. Симулира се рапространението на замърсител от точков източник, като се генерира тримерно пространство. Изчертани са изоповърхнини за 3 различни стойности на концентрациите на газов замърсител при наличие на вятър и е показано определянето на ефективната височина на изпускащото устройство при тези условия (фиг. 4).



при липса на вятър

Факторите, от които зависи издигането на димните газове при наличие на вятър ca:

- вертикална скорост на газовете на изход от изпускащото устройство,  $w_s$ ;
- температура на изпусканите газове,  $T_s$ ;
- температура на околния въздух,  $T_a$ ;
- температурен градиент на атмосферата,  $\partial T / \partial h$ ,
- скорост на вятъра *и*, *m/s*.

За създаване на математични модели за определяне на ефективната височина на изпускащото устройство при тези условия, е проведен числен експеримент с използване на пакета PHOENICS. Варирани са пет фактора на три нива, както е показано в Табл. 1. Численият експеримент включва 72 опита, съответстващи на оптимален композиционен план [10, 11, 34].

За верификация и оценка на точността и приложимостта на разработените и представените по-нататък модели е проведен числен експеримент с използване на пакета PHOENICS за изчисляване на ефективната височина на изпускащото устройство при скорости на вятъра 0.75 *m/s* и 1.25 *m/s*.

# 5. РАЗРАБОТЕНИ МАТЕМАТИЧНИ МОДЕЛИ

С помощта на програмния продукт **QstatLaB** [12] са разработени регресионни модели за изчисляване на издигането на отпадъчните газове от изпускащото устройство ( $\Delta$ h), като са използвани дискутираните по-горе планове на експеримент.

№	Кодиран фактор	Реален фактор	Долно ниво	Средно ниво	Горно ниво
1	$Z_1$	$\partial T / \partial z$	-0.009	-0.0075	-0.006
2	Z.2	$T_0$	283	293	303
3	Z.3	$T_s$	353	403	453
4	Z.4	Ws	5	10	15
5	Z.5	u	0.5	1	1.5

Таблица 1. Фактори, ог	пределящи ес	фективната в	зисочина
------------------------	--------------	--------------	----------

На фиг.5 и фиг.6 са представени нормалната графика на остатъците и остатъците по реда на получаването им [11, 12].









На фиг.7 и фиг.8 са представени двумерните и тримерните изображения на някои от влиянията на факторите върху  $\Delta h$ .









Фиг.8. Двумерно и тримерно изображение на влиянието на x4 и x5

Верификацията на регресионния модел е илюстрирана на фиг.9. Видна е високата точност на предсказване на модела и общата средно-квадратична грешка е 6.6917*m*.



Фиг.9. Верификация на регресионния модел

С използването на размита логика [5, 13] са разработени модели за определяне издигането на димните газове, за които изходната величина е  $Y = \Delta h$ . Общата структурна схема на размит модел с пет входа и един изход е показана на Фиг. 10. Графични илюстрации на функциите на принадлежност на дефинираните лингвистични променливи са представени на фигурите по-долу (от фиг.11 до фиг.13). На базата на изведените по-горе зависимости и техния анализ и дефинираните функции на принадлежност е разработена база размити правила. Фиг.14 илюстрира процедурата за логически извод, а на фиг.15 и фиг.16, са изчертани някои повърхнини на изхода и влиянията на входовете.



Фиг.10. Схема на размит модел

Фиг.14. Процедура за логически извод





Фиг. 15. Зависимост на Y от  $z_1$  и  $z_5$  Фиг. 16. Зависимост на Y от  $z_4$  и  $z_5$ 

Разработени са и множество невронни модели [2, 5] за изчисляване на издигането на отпадъчните газове от изпускащото устройство ( $\Delta$ h), представляващи невронни мрежи с различни структури и брой на невроните във входния и междинния слоеве. Във всички неврони трансферната (активиращата) функция е сигмоидална. Обучението на всички невронни мрежи е проведено с прилагане метода на обратното разпространение на грешката [2, 5], като са генерирани обучаващи извадки от данни и множество на тестови данни от данните от числените експерименти, описани по-горе.

За оценяване точността на невронните модели са използвани абсолютните стойности на грешката, изчислени като разлика между стойността, определена от програмния продукт PHOENICS и предсказаната по модела стойност, както и средно-квадратичната грешка (root mean squared error – *RMSE*) [2, 11].

Представени и анализирани са получените резултати за невронен модел с пет входа и един изход (невронна мрежа с пряко разпространение на сигнала с 5 неврона във входния слой, 5 неврона в скрития слой и 1 неврон в изходния

слой). На фиг.17 и фиг.18 са представени съответно сравненията на данните от обучаващата извадка и на тестовите данни с тези, предсказани по модела, в реални стойности. Средно-квадратичните грешки са съответно 3.2902*m* и 7.5212*m*.



Верификацията на невронния модел е илюстрирана на фиг.19. Изчислената средно-квадратична грешка е 6.3826 *m*.



Фиг.19. Верификация на невронния модел

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обект на изследване в настоящата разработка е определяне издигането на отпадъчните газове от изпускащо устройство при особени метеорологични условия. В работната среда на софтуерния продукт PHOENICS е симулирано разпространението на газов замърсител при тихо време и при ниска скорост на вятъра.

Разработени са множество математични модели за изчисляване на издигането на димни газове с прилагането на различни моделиращи техники. Получените резултати от верификацията на създадените модели показват висока точност на предсказване на издигането на димните газове и възможностите за приложението им по-нататък в процеса на създаване на модели за оценяване на разпространението на замърсителя и неговите концентрации, което ще е обект на бъдещи изследвания.

## ЛИТЕРАТУРА

[1] Agonafer, D., L. G. Li, B. Spalding, The LVEL Turbulence Model for Conjugate Transfer at Low Reynolds Numbers (www.cham.co.uk/ChmSupport/polis.php).

[2] Artificial Neural Networks – Application, (Edited by: Chi Leung Patrick Hui), InTech, April 2011.

[3] Briggs, G. A., Plume rise and buoyancy effects, *Atmospheric Science and Power Production*, Randerson, D., U.S. Dept. of Energy, 1984, 327-366.

[4] CHAM, *Phoenics Encyclopedia*, (www.cham.co.uk/ChmSupport/polis.php)

[5] Chengying Xu, Yung C. Shin, Intelligent Systems Modeling, Optimization, and Control (Automation and Control Engineering Series) Summary, CRC Press, 2008.

[6] EPA, USA, AERMOD: Description of Model Formulation, *EPA-454/R-03-004*, September, 2004.

[7] Erden M.S., H. Komoto, T.J. van Beek, V. D'Amelio, et al., A Review of Function Modeling: Approaches and Applications, *AIEDAM*, Vol .22, 2008.

[8] Flagan, R. C. and J. H. Seinfeld, *Fundamentals of the Air Pollution Engineering*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

[9] Kozarev, N., N. Ilieva, Gas Pollutant Dissipation in the Atmosphere at Particular Meteorological Conditions, *Journal of the UCTM*, **46**, 1, 2011, 61-66.

[10] Kozarev, N., N. Ilieva, Plume Rise in Particular Meteorologocal Conditions, *Journal of the UCTM*, **46**, 3, 2011, 305-308.

[11] Vuchkov I., L. Boyadjieva, *Quality Improvement with Design of Experiment*, Edited by A. Keller, Kluwer Academic Publishers: The Netherlands, 2001.

[12] www.qstat.dir.bg

[13] Zadeh, L.A., Fuzzy sets, Information and Control, 8: 338–353, 1965.

Автор: Николинка Георгиева Христова, доц. д-р – катедра "Автоматизация на производството", ХТМУ – София, *email: nchrist@uctm.edu* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СЪВМЕСТИМОСТ НА АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ СЪС СИНУСОИДАЛНА ШИМ В МАТЛАБ СРЕДА

#### Иван Костов Георги Иванов

**Резюме:** Докладът представя симулационно изследване на хармоничния състав на изходното напрежение и изходния/мрежовия ток на асинхронни електрозадвижвания с преобразуватели на честота (ПЧ) и автономни инвертори на напрежение със синусоидална ШИМ. За целта е разработен симулационен модел за анализ на периодични несинусоидални сигнали, който включва асинхронен двигател, преобразувател на честота, трифазен генератор на синусоидална ШИМ и хармоничен анализатор. Получени са количествени интегрални оценки на периодичните несинусоидални токове и напрежения по закона за честотно управление U/f=const. Анализът е проведен в среда Simulink с инструмента FFT Analysis Tool на графичния потребителски интерфейс на SimPowerSystem Toolbox на Matlab. Направени са изводи за възможността за използване на тези преобразуватели директно за захранване на асинхронни двигатели в експлоатация и за целите на изпитването им.

**Ключови думи:** електромагнитна съвместимост, асинхронни електрозадвижвания, хармоничен спектър, бързо преобразувание на Фурие (БПФ).

## STUDY ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF INDUCTION DRIVES WITH SINUSOIDAL PWM IN MATLAB ENVIRONMENT

## Ivan Kostov Georgi Ivanov

Abstract: This paper presents a simulation study of the harmonic composition of the output voltage and output/line currents in induction motor electric drives using frequency converters and autonomous voltage inverter with sinusoidal PWM. For this purpose a simulation model for the analysis of non-sinusoidal periodic signals was developed. The model includes induction motor, frequency converter, three-phase sinusoidal PWM generator and harmonic analyzer. The quantitative integrated assessments of non-sinusoidal periodic currents and voltages are obtained based on the U/f=const frequency control law. The analysis was carried out in Simulink environment by the FFT Analysis Tool with graphical user interface in SimPower System Toolbox for Matlab. Conclusions are drawn about the possibility of using these converters directly for the supply of induction motors in operation/testing mode.

*Keywords:* electromagnetic compatibility, induction motor electric drives, harmonic spectra, fast Fourier transform (FFT).

#### 1. ВЪВЕДЕНИЕ

Електромагнитната съвместимост (ЕМС) много често се определя като способността на сигнал и шум да съжителстват без загуба на информация, съдържаща се в предавания сигнал [4,5]. В съвременен и по-широк смисъл, с масовото навлизане в индустрията на нелинейни полупроводникови преобразувателни устройства за електрозадвижвания, а и не само за тях, под електромагнитна съвместимост на полупроводниковите устройства за промишлено електрозахранване или електроенергийна система на автономен обект се разбира способността им за едновременно функциониране без да се нарушават зададените режими на работа при запазване на техническите и експлоатационни режими за срока на експлоатация на електрооборудването [3]. Въздействието на статичните преобразуватели се изразява в два аспекта:

- генериране в мрежата на хармоници на напрежение и ток с различна физическа природа;

- консумиране от мрежата на реактивна мощност.

Определящ е първият аспект на ЕМС. Един начин за намаляване на въздействието на хармоничните е генериране на напрежение с определени характеристики на хармоничния състав. Преобразувателите на честота с междинно звено за постоянен ток притежават много богати възможности за формиране на изходното напрежение, отмествайки честотата на хармоничните на изходното напрежение в областта на високите честоти благодарение на бързите превключващи елементи [1,2].

Един от най-използваните начини на модулиране на изходното напрежение на ПЧ е широчинно-импулсната модулация (ШИМ). Конкретните реализации, в зависимост от изпълнението на определени критерии, най-често отнасящи се за ток, напрежение, обратни връзки и др., могат да се класифицират както следва [3,4]:

- о ШИМ, базирана на носеща честота (синусоидална ШИМ SPWM);
- о ШИМ с елиминиране на избрани хармонични (SHEPWM);
- о ШИМ с минимизация на пулсациите на тока;
- о пространствено-векторна ШИМ (SVPWM);
- о случайна ШИМ;
- о следяща хистерезисна ШИМ;
- о следяща непрекъсната/дискретна ШИМ;
- о хибридна ШИМ;
- о адаптивна ШИМ;
- о синхронна/асинхронна ШИМ.

Докладът е опит да бъде даден отговор на въпроса за хармоничния състав на изходното напрежение и ток за един вид модулационна техника – синусоидална ШИМ. Изследването е проведено с математични методи за анализ на статични режими на основата на класическата теория на хармоничния анализ, подпомогнати от симулиращи програми. Крайните резултати са представени в табличен и графичен вид.

#### 2. ПОКАЗАТЕЛИ НА ХАРМОНИЧНИЯ СЪСТАВ

За оценка на несинусоидалните периодични величини на анализираното електрозадвижване в този доклад са използвани следните характеристични коефициенти [1,3]: на нелинейните изкривявания ( $k_{THD}$ ); на деформиране ( $k_D$ ), на хармоника ( $k_v$ ) и претегления коефициент на несинусоидалност ( $k_{HVF}$ ). Предмет на оценки са ефективната стойност на статорното линейно напрежение (U) и на първия му хармоник ( $U_1$ ), статорният линеен ток (I) и линейният ток на мрежата ( $I_{NET}$ ). За напрежението тези параметри имат следните изрази [6,7]:

$$k_{\text{THD}} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} U_{\nu}^2}}{U_{\nu}},\tag{1}$$

$$k_{\rm D} = \frac{U_1}{U},\tag{2}$$

$$k_{f} = \frac{U}{U_{AV}},$$
(3)

$$\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{U_{\nu}^2}{\nu}}$$

$$k_{\rm HVF} = \frac{V_{\rm V} = 2}{U_1},\tag{4}$$

$$k_{\nu} = \frac{U_{\nu}}{U_1},\tag{5}$$

За определяне на k<sub>D</sub> се използва също връзката:

$$k_{\rm D} = \frac{1}{\sqrt{k_{\rm THD}^2 + 1}},$$
(6)

Трябва да се има предвид, че възможността за екплоатацията на двигателите по мощност се ограничава от 1 до 0.7 при изменение на k<sub>HVF</sub> от 0.030 до 0.115 [6].

#### 3. МАТЕМАТИЧЕН АНАЛИЗ НА МОДУЛИРАНИ ПЕРИОДИЧНИ СИГНАЛИ

(7)

ШИМ модулираното изходно напрежение се описва с израза [2]:

$$u_a = 0.5 m U_d \sin(\omega t + \psi) + F(M\omega_c \pm N\omega)$$

Тук m=U<sub>m</sub>/U<sub>c</sub> е модулационният индекс; U<sub>m</sub>, U<sub>c</sub> – амплитуди на модулиращата и носещата честоти;  $\omega = 2\pi f$  – ъглова скорост на модулирания сигнал;  $\omega_c = 2\pi f_c$  – ъглова скорост на носещата честота; U<sub>d</sub> – изправено напрежение на входа на инвертора;  $\psi$  – фазово отместване на модулирания сигнал; F(M $\omega_c \pm N\omega$ ) - остатъчна функция, сума от високочестотни хармонични съставящи.

То съдържа хармонични, зависими от носещата честота и концентрирани около кратните h на носещата M както следва:

За h= $\omega_c/\omega$ =50 в табл.1 са дадени хармоничните съставящи v за кратните M на синусоидалната ШИМ, M+N е цяло нечетно число.

N		M						
$2 \times M + 1$	2×M	1	2	3	4			
0	±1	50ω	100ω±1ω	150ω	200ω±1ω			
±2	±3	$50\omega\pm2\omega$	100ω±3ω	150ω±2ω	200ω±3ω			
±4	±5	$50\omega\pm4\omega$	100ω±5ω	150ω±4ω	200ω±5ω			
±6	±7	50ω±6ω	100ω±7ω	150ω±6ω	200ω±7ω			
$\pm 8$	±9	$50\omega\pm8\omega$	100ω±9ω	150ω±8ω	200ω±9ω			

Таблица 1. Хармоничен спектър на синусоидална ШИМ

Най-често няма точни изрази за определяне на хармоничния състав. Затова сигналите се моделират, а за оценките се използват техники за бързо преобразувание на Фурие – БПФ (FFT).

## 4. ПАРАМЕТРИ НА МОДЕЛА, НАЧАЛНИ УСЛОВИЯ И ДИАПАЗОН НА ИЗМЕНЕНИЕ НА АНАЛИЗИРАНИТЕ ВЕЛИЧИНИ

На основата на анализа е разработен модел (фиг.1) на честотно асинхронно електрозадвижване, състоящо се от идеализиран еднофазен източник на променливо напрежение с ефективна стойност на напрежението  $U_{\text{NET}} = 220 \text{ V}$ , ПЧ с МЗПТ и асинхронен двигател.



Фиг.1. Модел на електрозадвижването и на хармоничния анализатор. НИ – неуправляем изправител; Инв. – инвертор; L<sub>DR</sub>, C<sub>F</sub> – елементи на МЗПТ; М – трифазен синусоидален модулатор на напрежение.

Изправителят е двупътен с параметри на МЗПТ  $L_{DR} = 0.4$  mH и  $C_F = 180 \,\mu$ F. Инверторът работи със синусоидална ШИМ и носеща честота  $f_c = 5 (2.5)$ kHz и максимална стойност на постоянното напрежение  $U_{DC}=220\sqrt{2}$  V. Моделът на АД с  $P_N = 750$  W,  $\omega_n = 1410 \, \text{min}^{-1}$ ;  $U_N = 380$  V;  $f_n = 50$  Hz;  $z_p=2$  е с параметри на заместващата схема:  $R_s = 10.2 \,\Omega$ ;  $L_s = 0.026$  H;  $R_r = 10.52 \,\Omega$ ;  $L_r = 0.061$  H;  $L_m = 0.457$  H. FFT-анализаторът на графичния потребителски интерфейс на SimPowerSystem ToolBox на Simulink работи със Structure with Time формат на измервателния инструмент, съхранявани във Workspace. Максималното време на стъпката на квантоване в модела е ограничено и е под 2 µs. Машината работи в режим на празен ход по закона U/f=const.
## 4. ОСНОВНИ РЕЗУЛТАТИ

На фиг.2 е показан резултатът от работата на ШИМ и хармоничния анализатор за напрежението на двигателя U при f = 50Hz. Изчислени са първите 500 хармонични. U<sub>1</sub>=189 V;  $k_{THD}$ =68.72%;  $k_d$ =0.824; U=229 V.



Фиг.2. Хармоничен състав ( $k_v$ ) на напрежението на изхода на ПЧ.  $f_c=2500$  Hz, f=50 Hz, m=1. На фиг.3 са показани вида на генерирания ШИМ сигнал (а), на възстановеното линейно напрежение, на първия хармоник (U<sub>1</sub>=189V) и на ефективната му стойност U=229V (б).



Фиг.3. Ефективна стойност на линейното напрежение, на първия му хармоник и възстановена форма на изходното напрежение. U,V; t,s.



Фиг.4. Вид на основната хармонична и сумата от първите M=1...9 хармонични. U,V; t,s.

Получени са (фиг.5) следните оценки за показателите на хармоничния състав при управление на двигателя по закона U/f=const:



Фиг.5. Зависимост на  $k_{HVF}$  (%) от честотата (Hz) на ПЧ за първите 13 хармоника и две стойности на носещата честота. U/f=const.

Честота	Напрежение линейно	Коефициент на формата	Коефициент на нелинейните изкривявания	Коефициент на деформиране	Претеглен коефициент на нелинейните изкривявания
f	$U, U_1$	k <sub>f</sub>	k <sub>THD</sub>	k <sub>d</sub>	$k_{HVF}$
Hz	V	-	-	-	%
100	229,189	1.34	0.69	0.83	0.31
50	229, 189	1.34	0.69	0.83	0.26
40	205, 150	1.52	0.92	0.74	0.36
30	176, 113	1.74	1.21	0.64	0.58
20	144, 76	2.13	1.65	0.52	0.74
10	101, 37	3.05	2.54	0.37	1.41

**Таблица 2.** Оценки на показатели на хармоничния състав на изходното напрежение на ПЧ при  $f_c = 5000$ Hz, режим на празен ход на двигателя.

**Таблица 3.** Оценки на показатели на хармоничния състав на изходното напрежение на ПЧ при  $f_c = 2500$ Hz, режим на празен ход на двигателя.

Честота	Напрежение линейно	Коефициент на формата	Коефициент на нелинейните изкривявания	Коефициент на деформиране	Претеглен коефициент на нелинейните изкривявания
f	$U, U_1$	$\mathbf{k}_{\mathbf{f}}$	k <sub>THD</sub>	k <sub>d</sub>	$k_{HVF}$
Hz	V	-	-	-	%
100	229, 189	1.34	0.69	0.82	0.34
50	229, 189	1.34	0.69	0.82	0.21
40	205, 150	1.50	0.67	0.83	0.20
30	176, 113	1.74	1.21	0.64	0.42
20	144, 76	2.13	1.65	0.52	0.40
10	101, 37	3.02	2.54	0.37	0.62

Честота	Ток линеен	Коефициент на формата	Коефициент на нелинейните изкривявания	Коефициент на деформиране
f	I, I <sub>1</sub>	$\mathbf{k}_{\mathbf{f}}$	$k_{THD}$	k <sub>d</sub>
Hz	А	-	-	-
100	0.36, 0.32	1.1250	0.0600	0.9982
50	0.71, 0.64	1.1094	0.0300	0.9996
40	0.71, 0.64	1.1094	0.0204	0.9997
30	0.71, 0.64	1.1094	0.0227	0.9997
20	0.71, 0.64	1.1094	0.0250	0.9997
10	0.66, 0.58	1.1379	0.0372	0.9993

**Таблица 4.** Оценки на показатели на хармоничния състав на изходния ток на ПЧ при  $f_c = 2500/5000$  нz, режим на празен ход на двигателя.

**Таблица 5.** Оценки на показатели на хармоничния състав на мрежовия ток на ПЧ при  $f_c = 2500/5000$  нz, режим на празен ход на двигателя.

Честота	Ток мрежов	Коефициент на формата	Коефициент на нелинейните изкривявания	Коефициент на деформиране
f	$I_{NET}, I_{1NET}$	k <sub>f</sub>	$k_{THD}$	k <sub>d</sub>
Hz	А	-	-	-
100	0.145, 0.044	3.2955	2.1300	0.4250
50	0.24, 0.08	3.0000	1.9800	0.4508
40	0.22, 0.07	3.1429	2.0000	0.4472
30	0.22, 0.07	3.1429	2.0000	0.4472
20	0.21, 0.065	3.2308	2.0200	0.4437
10	0.1, 0.061	3.1148	2.0500	0.4384

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- 1. Предложен е подход за изследване на електромагнитната съвместимост на честотни асинхронни ЕЗ с ПЧ, основан на FFT-анализатора на графичния потребителски интерфейс на SimPowerSystem ToolBox на Simulink.
- 2. Подходът е приложим за различни типове модулация като е изследван един вид синусоидална ШИМ.
- 3. Получени са оценки на показатели на хармоничния състав. Най-важната от тях е претегленият коефициент на несинусоидалност (k<sub>HVF</sub>).
- 4. Изследването показа, че до около 10Hz коефициентът k<sub>HVF</sub> на преобразувателите със синусоидална ШИМ е под 0.015, което е предпоставка за използване на АД без ограничение на изходната мощност. Тук не се включва изискването за принудително охлаждане на машината при ниски честоти. По-лошият претеглен коефициент на несинусоидалност при поголемите честоти вероятно се дължи на увеличаване на остатъчната функция.
- 5. Да се разработят методики за проектиране на филтри с цел подобряване на електромагнитната съвместимост на преобразувателите на честота.
- 6. Разработеният модел и подход са основа за провеждане на сравнителни изследвания на различни видове модулация.

## ЛИТЕРАТУРА

[1] Bose B.K., *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, 2002, pp.711.

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

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

[4] Marian P.Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg, *Control in Power Electronics*, 2002, Elsevier Science, USA, pp.518.

[5] Arrillaga J., B.C.Smith, N.R.Watson, A.R.Wood, *Power System Harmonic Analysis*, John Wiley & Sons, 2000, ISBN 0 471 97548 6.

[6] Костов И., Ш. Узунов, Е. Мустафа, Т. Ангелова, *Експериментални* изследвания на хармоничния състав на напрежението в асинхронни честотни електрозадвижвания, IV-та национална научна конференция за студенти, докторанти и млади научни работници, Технически университет – София, филиал Пловдив, 30.04.2011 г.

[7] Kostov I., D. Spirov, *Power quality analysis in frequency induction motor drives*, Journal of the Technical University Sofia, branch Plovdiv "Fundamental Sciences and Applications", Vol. 16, 2011 International Conference Engineering, Technologies and Systems TechSys 2011 BULGARIA, pp. 191-153.

**Автори:** Иван Костов, доц. д-р – ТУ - София, филиал Пловдив, катедра "Системи за управление", *email: ijk@tu-plovdiv.bg.*; инж. маг. Георги Иванов, докторант, ТУ - София, филиал Пловдив, катедра "Системи за управление", *email: georgi.iwanow@gmail.com* 

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р А. Ищев